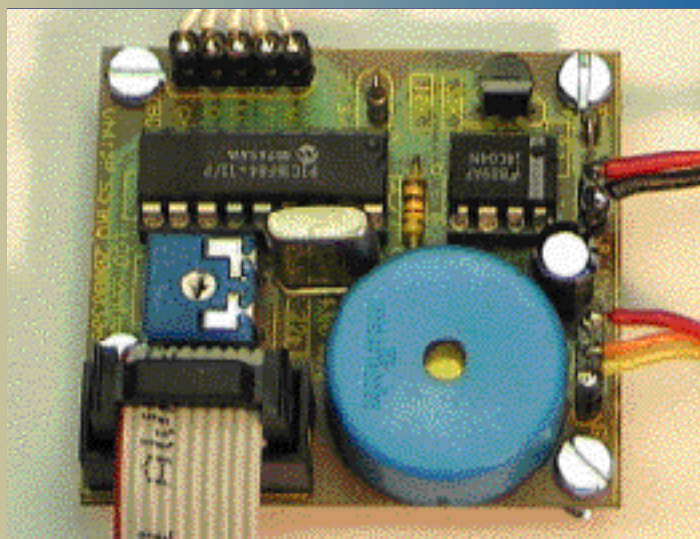


Repeater

**13 cm TX/RX
met LPD-
modules**



- 40 Watt 13 cm PA
- ATV op 6 cm
- Antennemeetdag Meppel 2000

en nog veel meer...

**Now
bilingual!!**

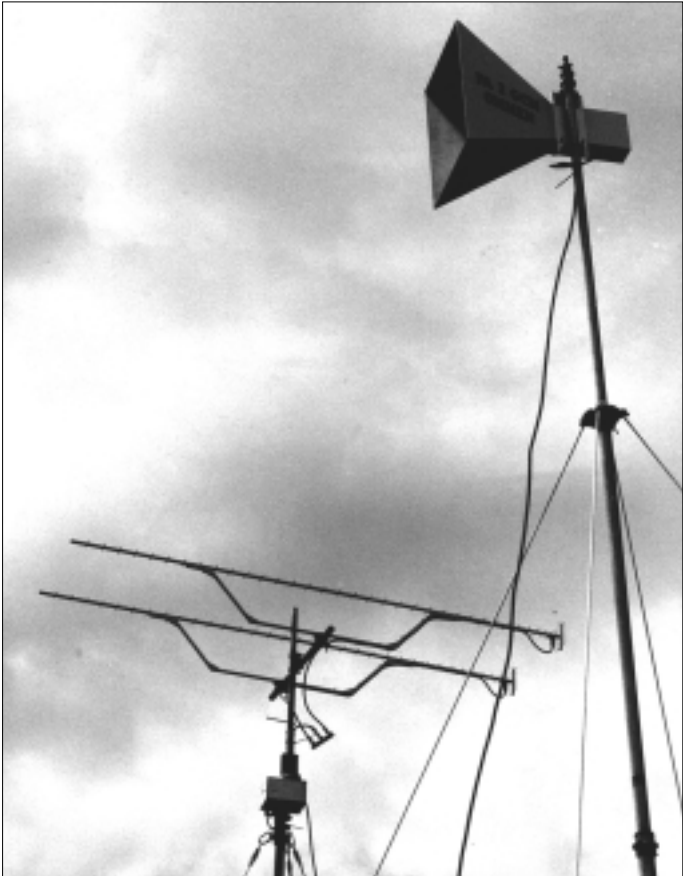
Magazine for ATV and mmwave

Inhoudsopgave Repeater 3/2000

Contents Repeater 3/2000

Voorwoord 3

Antenne meetdag bij 'De Lichtmis' 4

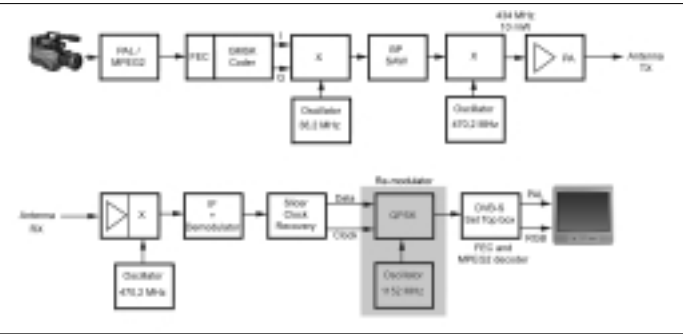


13 cm vermogens eindtrap 8

ATV op 6 cm 21

Aanvullingen eerder artikelen 22

DATV 23



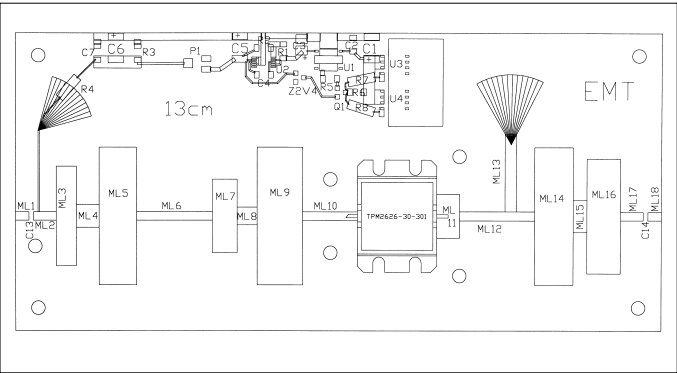
UNI13P controller voor LPD's 32

ATV repeaters Nederland 43

From the editor 3

Antenna measurements at 'De Lichtmis' .. 4

13 cm GaAs FET PA 8

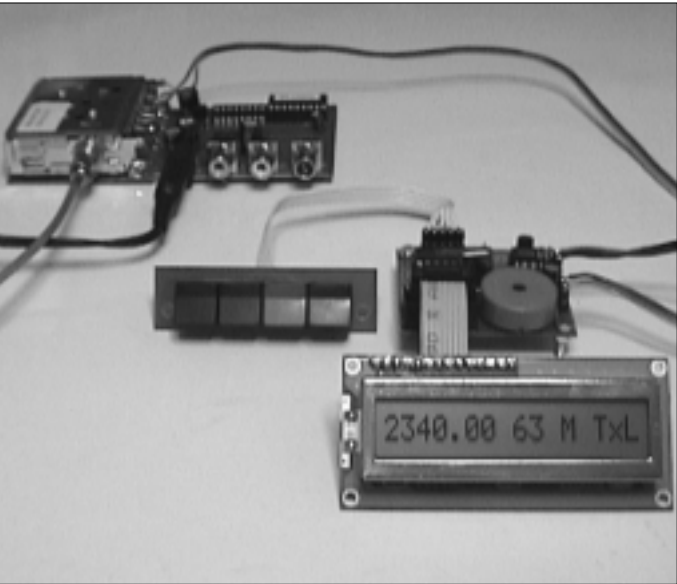


ATV on 6 cm 21

Additions previous articles 19

DATV 23

UNI13P controller for LPD's 32



ATV repeaters Holland 43

Vanwege een ernstige storing in ons computer netwerk is Repeater 3/2000 helaas vertraagd.

Due to a serious problem in our computer network Repeater 3/2000 has been delayed.

Voorwoord

From the editor

Het najaar is altijd een periode waarin veel amateurs extra veel aandacht aan de zelfbouwactiviteiten besteden. Het is de periode waarin onafgemaakte projecten alsnog afgebouwd en nieuwe projecten gestart worden. We hebben inmiddels gemerkt dat uw lijfblad daar een belangrijke rol in speelt. Het is voor ons ook een extra motivatie om door te gaan met de publikatie van nieuwe projecten op het gebied van amateurtelevisie en microgolftchniek. Uit het buitenland komen inmiddels steeds meer signalen dat Repeater toch een bijzonder blad is. Repeater staat los van elke vereniging en komt op voor de belangen van amateurs die actief zijn in een bijzonder deel van de amateurbanden. Die onafhankelijkheid wordt geprezen, maar door anderen ook weer verafschuwd. Wij moeten er echter niet aan denken dat er een ingewikkelde formule ontwikkeld wordt waarbij via heel veel omwegen misschien iets gezegd mag worden over het belang van zendamateurs bij een bepaalde frequentie. Dat staat bij ons buiten kijf. ATV moet altijd mogelijk blijven op heel veel banden!

In dit nummer van Repeater ook weer veel leuke onderwerpen. We beschrijven een zendereindtrap voor 13 cm, een mogelijkheid om het hart van 13 cm LPD-units te gebruiken voor amateurtoepassingen en zijn op bezoek geweest in Meppel bij de landelijke antennemeetdag. En daarnaast uiteraard veel informatie, nieuws en (helaas) ook een paar broodnodige correcties op eerder gepubliceerde artikelen. Maar daarnaast de aankondiging van een nieuw project (een echte teletekstencoder) en aandacht voor de 'vergeten' 6 cm band.

Kortom, wederom een Repeater zoals u gewend bent de afgelopen jaren.

Namens de redactieleden wens ik u dan ook opnieuw veel plezier met dit nummer.

Rob Ulrich – PE1LBP,
Hoofdredacteur

Fall is always the season for many amateurs to focus on DIY projects. It is the time of year where unfinished projects are finalised, and new projects are started. We are aware that your Repeater plays an important role in this process. This is an important motivation for us to continue the publications of new projects in the field of amateur television and microwave techniques. An increasing number of positive reactions from foreign countries underline that Repeater is a welcome and unique magazine.

Repeater is not part of any radio-amateur organisation. Repeater fights for the rights of amateurs who are active in specific amateur-bands. Our independency is praised by many but loathed by some. We would never want to have to be put in a situation where we, via a lot of backdoors, would be marginally allowed to maybe express our feelings about the rights or needs of radio-amateurs in a certain frequency range. Speaking openly is important for us. Amateur TV should remain possible on many bands!

In this Repeater we have many interesting subjects. A 40W final stage for use on 13 cm, use of 2.4 GHz Low Power Devices (LPD) on 13 cm and we visited 'De Lichtmis' in Meppel during the Dutch antenna-measurement day.

Of course we also publish a lot of information and news, and unfortunately, a few very necessary corrections to previously published articles.

We are proud to announce the design of a true stand-alone teletext encoder/insert, and we pay attention to the 'forgotten' 6 cm band.

Before you lies yet another Repeater, conforming to the standards we've set in the past years.

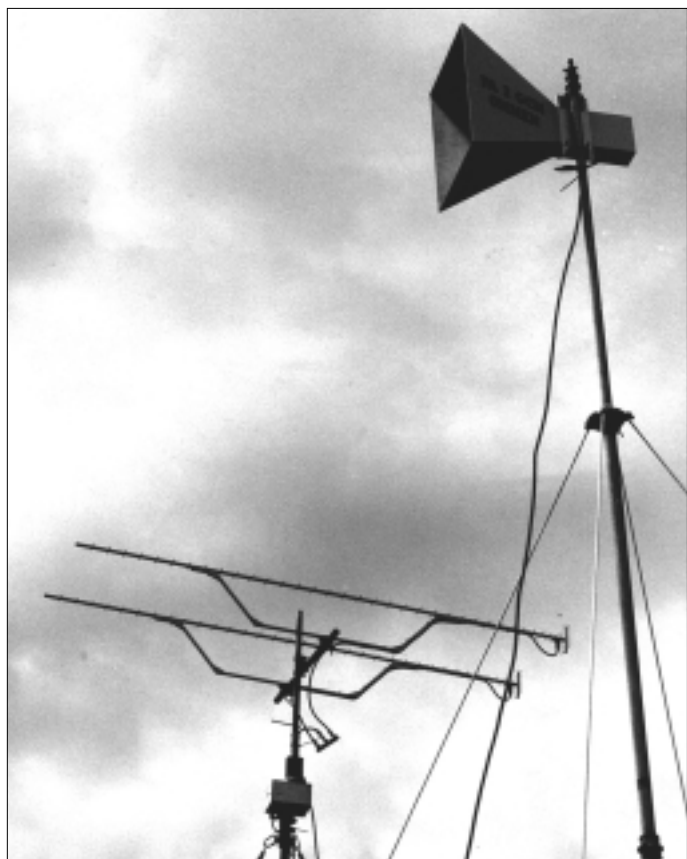
And again, we encourage you to have a lot of fun with this issue of Repeater.

Rob Ulrich – PE1LBP,
Editor

Antennemeetdag bij 'De lichtmis'

Antenna measurements day at 'De Lichtmis'

Frits van Schubert, PA3FYS



De antennemeetgroep van de afdeling Meppel van de VERON voert twee keer per jaar metingen aan antennes uit. Deze metingen zijn in de eerste plaats bedoeld voor amateurs die de belangrijkste eigenschappen van (veelal zelfgemaakte) antennes op onafhankelijke wijze willen laten beoordelen. Tijdens de jaarlijkse Radio Onderdelen Markt in september worden er antennes gemeten voor de 2 m en 70 cm band, terwijl in mei de antennes voor de 23- en 13 cm band aan bod komen. De meetploeg beschikt daarvoor over veel eigen materiaal. De benodigde meetinstrumenten worden door het bedrijfsleven ter beschikking gesteld.

Een zogenaamde verre veld meetbaan vormt de meetopstelling die in het weiland tegenover het wegrestaurant op de avond



The antennae measuring group of the VERON department in Meppel measures antennae twice a year.

The measurements are primarily intended to give amateurs an insight into the most important properties of their, usually home-built, antennas. During the yearly 'Radio Onderdelen Markt' (RF components flea market) in September, 2 m and 70 cm antenna systems are tested. In May the 23 and 13 cm band antennae are tested. The measuring crew owns a lot of the necessary material. Various companies supply the test and measurement equipment.

A so-called 'far field measurement set' forms the test platform, which is constructed in the field across the roadside restaurant

voorafgaand aan de meetdag wordt opgebouwd. Deze opstelling bestaat uit een telescopische uitdraaibare antennemast die van een rotor is voorzien. De rotor wordt door een stappenmotor aangedreven, waarmee de te meten antenne in stapjes van een graad nauwkeurig in het horizontale vlak kan worden gedraaid.

Op enkele meters daarvandaan staat een tweede antennemast, waarop de referentieantenne is gemonteerd. Beide antennes zijn met coax kabels (Flex 2000) van een willekeurige lengte met de instrumenten verbonden, die i.v.m. de kwetsbaarheid in een toercaravan zijn ondergebracht. Verder hebben wij daar ook een laptop voor de bediening van de rotor binnen handbereik.

Bij de metingen maken wij gebruik van een elektromagnetisch veld dat voldoende homogeen moet zijn om de meetfouten te beperken. Dit wordt gerealiseerd door voldoende afstand te creëren tussen de plaats van de zendantenne en de plaats waar wordt gemeten. Bij de Lichtmis bedraagt deze afstand 1250 meter. In de caravan wordt de benodigde voedingsspanning door een benzinereaggregaat geleverd. De zender wordt vanuit een accu gevoed.

Voor het opwekken van het elektromagnetische veld wordt een eenvoudige Yagi als zendantenne gebruikt. Figuur 4 geeft de meetopstelling weer.

Calibratie

Voordat de metingen kunnen beginnen moet de meetbaan eerst worden gecalculeerd. Voor zowel de 13 cm als de 23 cm band beschikken we over twee zelfgemaakte standaard gain hoorns, waarvan de antenneversterking destijds met behulp van een gecalculeerde meting nauwkeurig bij verschillende frequenties is bepaald. Deze twee antennes worden op beide masten geplaatst en optimaal op de zendantenne uitgericht. De polarisatie van het elektrische veld is horizontaal.

Allereerst wordt nu het vermogen berekend dat op de ingang van de spectrum analyser wordt ontvangen. Hierbij houden we uiteraard rekening met het vermogen van de zender, de gain van de

the night before the big day. The measurement set consists of an extendable telescopic mast, which holds an antenna rotator. The rotator is driven by a stepper-motor enabling the test-object to be rotated with a one-degree horizontal accuracy. A reference antenna is mounted on a second mast, a few feet away. Both antennas are connected to the test and measuring equipment using Flex 2000. The vulnerable T&M equipment is placed in a caravan.

A laptop to operate the antenna rotator is also present. To perform accurate measurements an evenly dispersed electromagnetic field is needed. This is realised by introducing enough distance between the transmitter and the measurement-site. At 'De Lichtmis' this distance is 1250 m. The caravans' equipment is powered by a small generator. The transmitter is battery powered. The electromagnetic field is realised by means of a simple Yagi. See figure 4 .

Calibration

Before the measurements can be performed, the set has to be calibrated. For both 13 and 23 cm we have home made reference feed horns of which the frequency/gain response was previously measured very accurately. The two feed horns are placed on both masts and accurately aligned towards the transmitters. The polarisation of the E-plane is horizontal. First the received power fed into the spectrum-analyser is calculated. Of course we include output power, propagation and cable losses and antenna gain in the calculations. With switches S1 and S2 in the positions as drawn, we get an impression of the environmental influences. Let's assume the received power with the calibration antenna is P_c dBm. After switching to the reference antenna with S1, the input power is P_r dBm. Both cable attenuation and environment introduce differences. The gain of the calibration antenna is known at the used frequency. This gain is called G_r dB. Finally the network analyser has to be calibrated. The standard procedure is to use an open-end, a short and a 50-ohm reference load, each



Fig.3

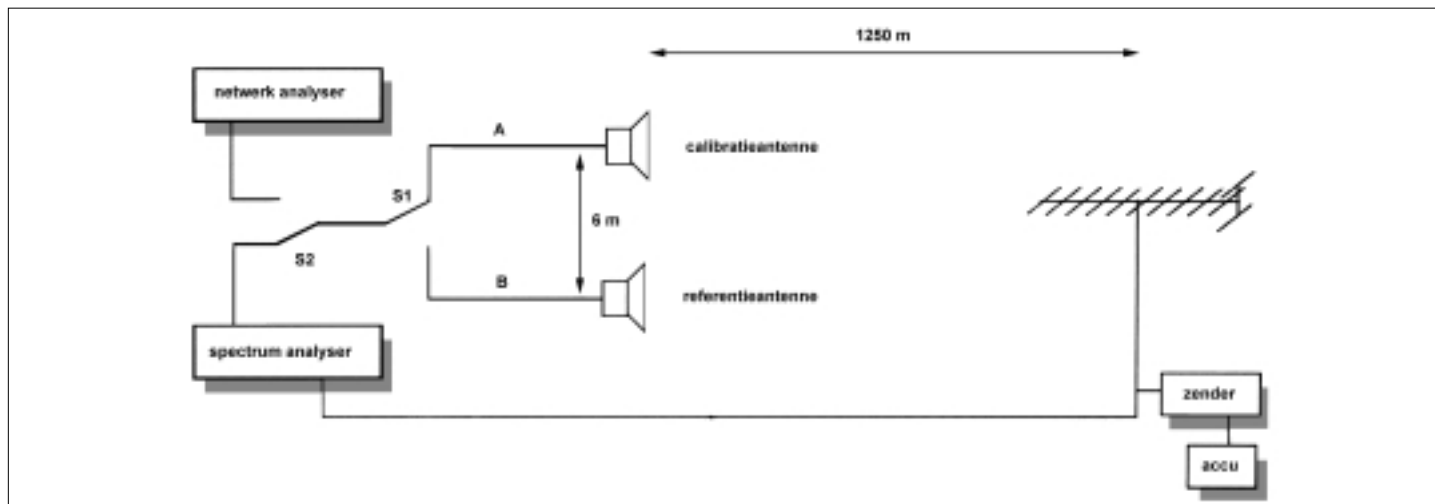


Fig.4

antennes en de verliezen als gevolg van de kabeldemping en propagatie. Met de schakelaars S1 en S2 in de getekende stand wordt het ontvangen vermogen gemeten en met de berekende waarde vergeleken. Hiermee krijgen we een indruk in welke mate onze metingen door de omgeving worden beïnvloed. Stel dat het gemeten vermogen dat met de calibratieantenne wordt ontvangen P_c dBm bedraagt. Vervolgens schakelen we met S1 om naar de referentieantenne en meten een ontvangen vermogen van P_r dBm. Een eventueel verschil tussen beide meetwaarden wordt veroorzaakt door een verschil in kabeldemping en de omgeving. Beide waarden worden genoteerd. De antennegain van de calibratie-antenne is bij de gebruikte frequentie nauwkeurig berekend. Deze versterking bedraagt bijvoorbeeld G_r dB.

Tenslotte moet de netwerkanalyser worden gecalibreerd.

We doen dat met behulp van de bijbehorende calibratieset die uit een open verbinding, een kortsluiting en een 50Ω weerstand bestaat, die achtereenvolgens op het eind van kabel A worden aangesloten. Met de netwerkanalyser meten we de staande golfverhouding die de antenne veroorzaakt. De aangegeven procedure is noodzakelijk om de invloed van de kabel en de coax schakelaars op de SWR-meting ongedaan te maken. Voordat later op de dag antennes voor de 13 centimeter band kunnen worden gemeten, moet de gehele opstelling opnieuw worden gecalibreerd. Ook voor deze frequentieband beschikken we over twee standaard gain hoorns.

Het meten van antennes

Antenneversterking

De calibratie-antenne die op de telescopische mast was aangebracht wordt vervangen door een antenne waarvan we de gain, de openingshoek en de voor/achterverhouding willen bepalen.

Met de schakelaars S1 en S2 in de getekende stand richten we de antenne tot maximaal vermogen wordt ontvangen. Stel dat dit P_a dBm oplevert. Door nu simpel op te tellen en af te trekken kan de versterking G_a van de antenne worden bepaald. Omdat de gemeten vermogens, uitgedrukt in dBm, negatief zijn doen we dit volgens:

$$G_a = (| P_c | - | P_a | + G_r) \text{ dB}$$

Regelmatig wordt met S1 overgeschakeld naar de referentieantenne om te zien of het vermogen P_r afwijkt van de waarde die bij de calibratie is gemeten als gevolg van bijvoorbeeld veranderingen in de atmosferische verliezen. De bepaalde antennegain ten opzichte van een halve golf dipool wordt met deze afwijking gecorrigeerd.

connected to the end of cable A consecutively. With the network analyser we measure the VSWR of the antenna. The calibration is needed to exclude the influence of the coaxial switches and cables. Before the 13 cm measurements can be performed the entire set must be recalibrated. For this purpose we also have two standard gain feed horns.

Measuring the antennas

Antenna gain

The calibration antenna on the telescopic mast is replaced by the antenna of which we want to measure gain, aperture and F/B ratios. Using switches S1 and S2 in the positions as drawn, we rotate the antenna until maximum received power is present.

This gives P_a dBm. By simply adding/subtracting the gain G_a of the antenna can be calculated. Because the measured results in dBm are negative, we use:

$$G_a = (| P_c | - | P_a | + G_r) \text{ dB}$$

With the use of S1 we regularly verify signal strength P_r received with the reference antenna. Any changes due to atmospheric changes can be compensated in the endresult. The antenna gain is referenced to a half wave dipole. The result will be in dBi.

Aperture angle

The spectrum analyser has a so called 'delta marker' function. First the maximum received signal strength is stored, next the azimuth is changed (anti-clockwise) until the signal level dropped by 3dB. This is repeated for clockwise azimuth. As said, the azimuth can be changed with a one-degree accuracy. Summing both offsets gives the aperture while the symmetry can also be observed.

Front to back ratio

The antenna is rotated away from the source, and the received power level is measured. The ratio of the power levels is the F/B ratio.

Matching

Using S2, the antenna can be connected to the network analyser. The span of the measurement is set to matches the appropriate amateur band. The VSWR characteristic of the antenna can be read from the network analyser.

Special thanks to Bram, PBØAOK

Openingshoek

De spectrum analyser beschikt over een zogenaamde delta markerfunctie. Eerst wordt het maximaal ontvangen vermogen bij een optimaal uitgerichte antenne in een geheugen opgeslagen. De antenne wordt vervolgens langzaam linksom gedraaid tot het vermogen 3 dB is gedaald. De meting wordt herhaald, waarbij de antenne rechtsom wordt gedraaid. Het draaien gaat per graad nauwkeurig. De som van beide hoeken levert de openingshoek van de antenne op de - 3 dB punten, terwijl het verschil iets zegt over de symmetrie van de hoofdlius.

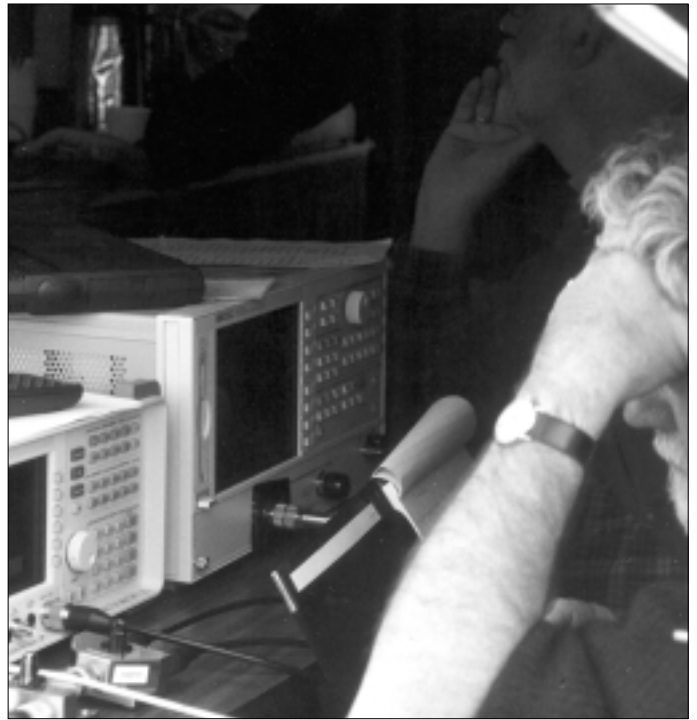
Voor/achterverhouding

De achterkant van de antenne wordt naar de bron gedraaid en ook nu wordt het ontvangen vermogen gemeten. Het vermogensverschil ten opzichte van P_a bepaald de voor/achterverhouding van de antenne.

Aanpassing

Door het omzetten van schakelaar S2 verbinden we de antenne met de netwerkanalyser. De ingestelde span van dit instrument komt overeen met de volledige amateurband waarop wordt gemeten. Op deze manier kan de SWR-karakteristiek over de band zichtbaar worden gemaakt.

Met dank aan Bram, PBØAOK



23 cm antennes (1251 MHz)									
Call	Antenne	Gain (dBd)	Op.hoek (gr)		V/A (dB)	VSWR			Best VSWR
			Links	Rechts		1240	1270	1300	Best Freq. (MHz)
PAØBOJ	11 slots rondstraler	4,5	rond	-	4,3	2,88	3,49	1,01	1,01
PAØTGA	log.per 1-15 GHz	5,4	22	44	23	1,60	2,60	2,00	1,60
PAØTLA	60 el.yagi 5m	18,0	4	7	30	1,90	1,60	1,80	1,40
PA3EXV	dish 1,6 m LPA	19,7	8	4	29	2,35	1,20	1,89	1,23
PA3EXV	dish 1,6 m 2 band hoorn	20,4	5	4	20	1,60	2,50	2,05	1,60
PA3GCM	schijfyagi	13,7	8	8	18	1,55	1,20	1,40	1,04
PEØBBL	15 over 15	12,2	12	18	17	1,74	1,78	3,19	1,66
PEØBBL	26 el.yagi	15,0	12	12	24	2,95	2,28	3,65	2,13
PE1AIU	dish 0,8m offset 4el straler	13,4	10	9	15	3,00	2,10	1,50	1,22
PE1CMO	2-voudige dubbelquad	9,2	20	25	20	1,20	1,05	1,18	1,01
PE1KXH	dubbelquad	7,4	33	28	16	1,53	1,42	1,77	1,34
PE1KXH	loopyyagi	9,2	11	11	19	20,0	3,60	1,70	1,23
PE1KXH	dubbel 8	9,2	28	31	19	2,99	1,53	1,24	1,12
PE1PBQ	loopyyagi 1,8 m	12,2	7	13	15	3,80	1,50	1,42	1,36
PE1PUW	yagi 0,5 m	10,9	16	22	17	1,79	1,65	1,77	1,02
PE1RDX	2 x 36 elements yagi	19,0	4	5	18	1,80	2,90	1,35	1,18
PE1RWV	dish 2 m LPA	17,5	4	3	23	3,60	3,90	3,30	3,10
PE1RWX	Tonna 35 el. 2,5 m	16,0	17	5	22	2,02	1,82	5,70	1,12
PE1RWX	dish 1,1 m loop belichter	17,7	8	6	19	1,20	1,70	3,20	1,02
13 cm antennes (2352 MHz)									
Call	Antenne	Gain	Op.hoek (gr)		V/A (dB)	VSWR			Best VSWR
			Links	Rechts		2300	2375	2450	Best freq. (MHz)
PAØABZ	dish 20-13	23,2	6	6	33	1,41	1,26	1,48	1,06
PAØJAB	sleuf antenne (2x5)	10,2	dip	-	1,43	5,03	7,80	2,20	2,20
PAØJAB	sleuf antenne (2x5)	10,4	dip	-	-	-	-	-	-
PAØJAB	sleuf antenne (2x5)	10,7	dip	-	-	-	-	-	-
PAØRMA	Tonna yagi +hoorn straler	18,0	10	8	25	1,80	1,40	3,80	1,23
PAØRMA	dish 20-13	22,0	6	6	27	1,37	1,30	1,41	1,04
PAØTGA	LPA (R&S goed gemonteerd)	3,2	23	27	18	1,80	1,80	3,00	1,15
PAØTLA	dish 0,6 m busstraler	19,9	8	6	33	1,40	2,36	2,50	1,26
PAØWAP	antenne uit detectiepoort	8,9	-	-	-	1,80	1,56	1,20	-
PA3EXV	dish 1,6 m LPA	22,4	-	-	-	2,10	2,25	1,73	1,28
PA3EXV	dish 1,6 m 2 band hoorn	27,8	4	2	28	1,93	2,10	2,30	1,41
PA3FAW	rondstraler	-6,8	-	-	-	5,20	5,68	2,02	-
PA3FAW	dubbelquad	5,9	-	-	-	1,30	1,30	1,30	1,30
PA3FAW	dish 0,9 m busstraler	16,7	-	-	-	4,30	1,90	2,80	1,48
PA3FAW	dish 0,9 m + dubbelquad	18,2	5	5	27	2,05	1,92	2,94	1,06
PA3GCM	sleufantenne (2x5)	10,0	dip	-	-	-	-	-	-
PA3GCM	sleufantenne (2x5)	10,4	dip	-	-	-	-	-	-
PA3GCM	sleufantenne (2x5)	11,9	dip	-	-	-	-	-	-
PA3GCM	dish 0,7 m busstraler	15,9	4	9	21	2,70	1,13	1,42	1,04
PE1AIU	dish 0,8 m 4 el.straler	11,5	6	5	15	1,90	2,40	1,70	-
PE1CMO	4-voudige dubbelquad	11,2	14	26	28	1,42	1,28	1,73	1,09
PE1PSJ	5-slots rondstraler	7,9	rond	-	-	1,71	1,63	2,11	1,04
PE1PUW	yagi 0,5 m	11,2	14	19	15	2,10	2,50	3,00	1,22
PE1PUW	yagi 3 m	19,4	7	6	23	2,00	2,40	2,50	1,12
PE1RVW	dish 0,74m + dipool	11,6	-	-	-	4,00	4,00	4,00	4,00
PE1RVW	dish + busstraler	12,6	7	5	19	1,58	1,58	1,32	1,06
PE1RVW	dish + ring	13,2	8	7	18	5,20	2,70	2,13	1,75
PE1RWX	dish 1,1 loop belichter	24,0	3	4	32	1,39	2,13	3,70	-

GaAs FET vermogensversterker voor 13 cm

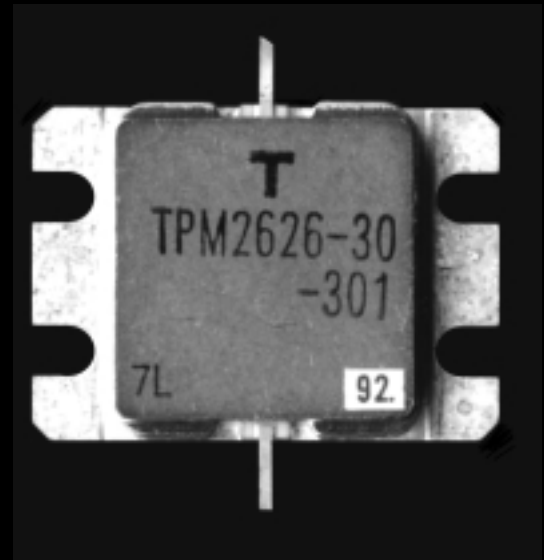
GaAs FET Power Amplifier for 2.4 GHz (13 cm) ATV

Hans Bruin, EMT

De versterker is ontworpen voor een Toshiba TPM2626-30, die een $P_{1dB} = 44.5$ dBm (28.2 W) en een $G_{1dB} = 11.5$ dB heeft bij 2.6 GHz. Een nog hoger vermogen kan met een andere versie van deze GaAs FET worden bereikt. De TPM2626-30-301 heeft een $P_{1dB} = 46$ dBm (40 W) en een $G_{1dB} = 12$ dB bij 2.6 GHz. Het benodigde stuurvermogen voor de twee versies van deze FET's is dus respectievelijk 2 W en 2.5 W.

The amplifier is designed for a Toshiba TPM2626-30, which has a P_{1dB} of 44.5 dBm (28.2 W) and a G_{1dB} of 11.5 dB at 2.6 GHz. Even more power can be achieved using a different version of the GaAs-FET. The TPM2626-30-301 has a P_{1dB} of 46 dBm (40 W) and a G_{1dB} of 12 dB at 2.6 GHz. The required input power for these FET's is 2 and 2.5 W respectively.

TYPE:TPM2626-30-301				LOT:7L1K No: 92			
VDS=10V							
f	P1dB	G1dB	VGS	IDS		Rth	
GHz	dBm	dB	V	A		°C/W	
2.6	45.4	13.2	-1.3	8.0		0.8	
SPEC.	45.0±	11.0±	-	9.0±		1.2±	



Toen mij gevraagd werd een versterker te ontwerpen met de Toshiba TPM2626-30-301 voor ATV-doeleinden op 13 cm met als printmateriaal Rogers RO4003 wist ik nog niet dat het voor deze GaAs FET, die eigenlijk voor het gebied tussen 2.4 – 2.8 GHz intern al gedeeltelijk is aangepast, vrij moeilijk bleek te zijn een aanpassingsnetwerk te ontwerpen met een voldoende bandbreedte om in een keer de gehele 13 cm band te bestrijken met een voldoende lage VSWR. In de datasheet van deze FET voor hoog vermogen is ook een aanpassingsnetwerk gegeven, waarop de door de fabrikant gedane metingen zijn gebaseerd. Dit betekent echter niet, dat het om een netwerk gaat, dat over het gehele frequentiegebied een zo goed mogelijke aanpassing levert! Voor een drain/source-spanning $V_{DS} = 10$ V en een drain/source-stroom $I_{DS} = 8$ A geeft de fabrikant voor het frequentiegebied 1.7 – 3.5 GHz de S-parameters in grootte en hoek. Met deze gegevens kan al direct een indruk verkregen worden van de ingangs- en uitgangsreflectie, versterking en terugwerking over dit frequentiegebied, wanneer de FET zonder ingangs- en uitgangsaanpassingsnetwerken in een 50 Ω systeem is opgenomen. Het is al weer enige tijd terug, dat berekeningen met S-Parameters zonder computerhulp moesten worden uitgevoerd. Om voor een frequentie –rekening houdend met alle tweepoort-parameters– de versterking, stabiliteitsfactor, in- en uitgangsimpedanties te bepalen, was toch al gauw een uur of twee gemeoid, zodat het wel

When I was asked to design an amplifier for 2.4 GHz ATV with the Toshiba TPM2626-30-301 using Rogers RO4003 substrate, I was unaware that constructing a matching network covering the entire 13 cm band with adequate bandwidth and good VSWR would be so difficult. The reason being that the GaAs FET which is intended for the 2.4 – 2.8 GHz range is internally matched for this frequency range. The datasheet for this high-power FET shows the test-circuit on which Toshiba based its measurements. This however is not an optimal matching network for the entire frequency range! For a drain-source voltage V_{DS} of 10 V and a drain/source-current I_{DS} of 8 A Toshiba supplies the S-parameters in magnitude/angle for the frequency-range of 1.7 – 3.5 GHz. These parameters show the input and output reflection coefficients as well as forward and reverse transmission coefficients in an unmatched 50-ohm system.

In the past it was necessary to compute gain, stability and input/output VSWR by hand. Doing this manually for one frequency, taking in account all S-parameters, would take an hour or two. It would easily take a week or so, doing this for all (in this case) 19 frequencies. Fortunately current PC's allow us to view the results almost instantaneously. When the FET is simulated in a 50-ohm system using the test-circuit given in the datasheet, the input and output reflection coefficients as well as forward and reverse

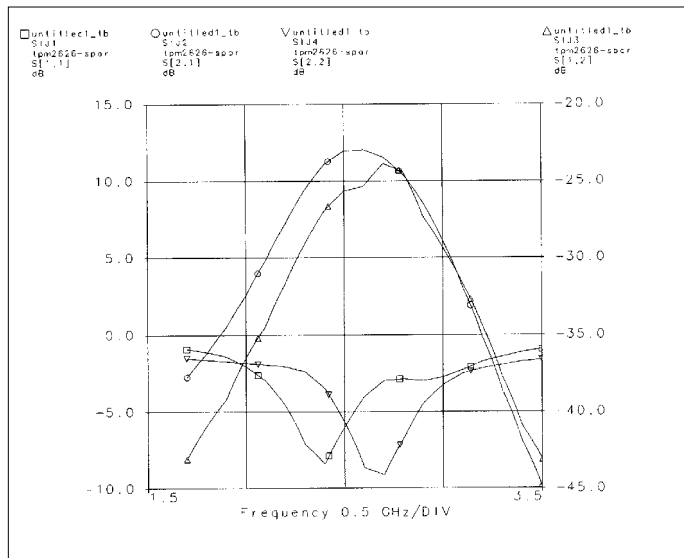


Fig.2 - S Parameters TPM 2626-30

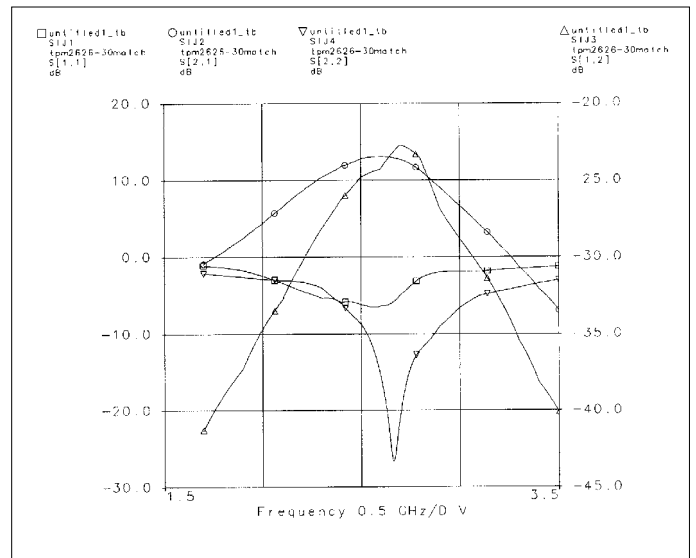


Fig.3 - TPM 2626-30 with Toshiba match

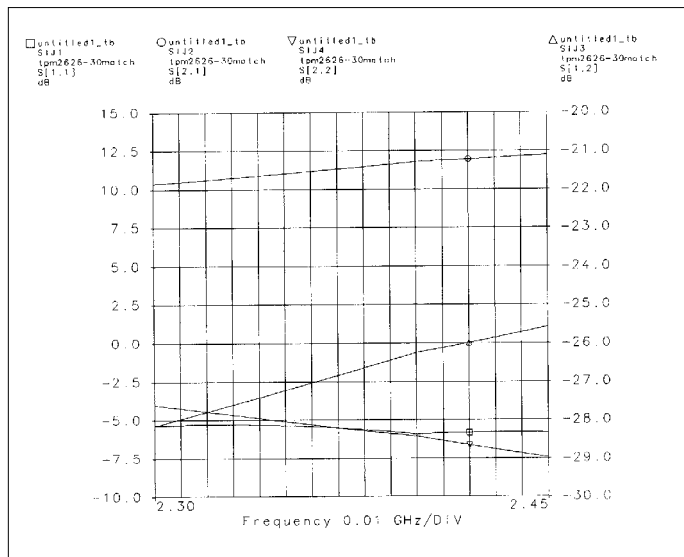


Fig.4 - Toshiba match (2,3 - 2,45 GHz)

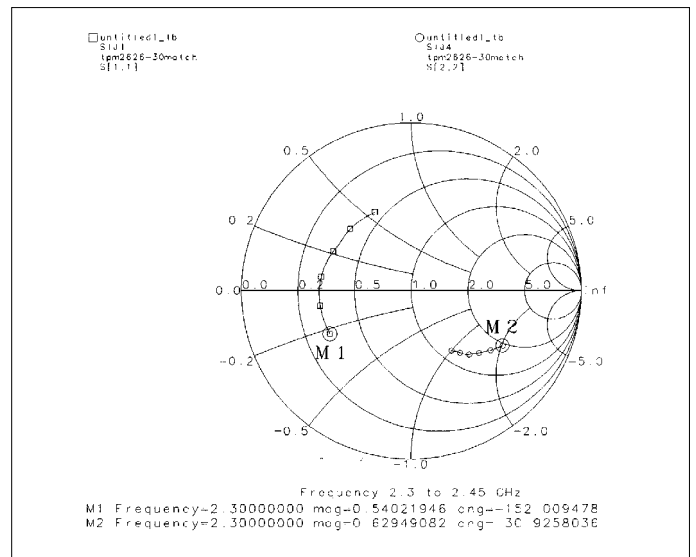


Fig.5 - Toshiba match (2,3 - 2,45 GHz)

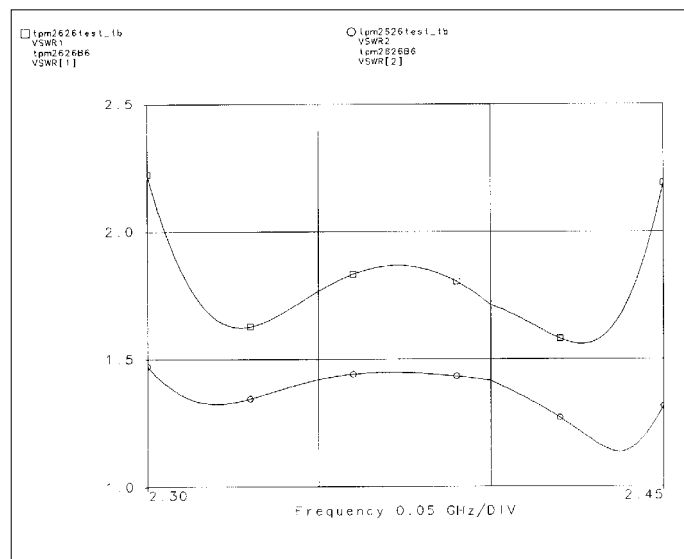


Fig.6

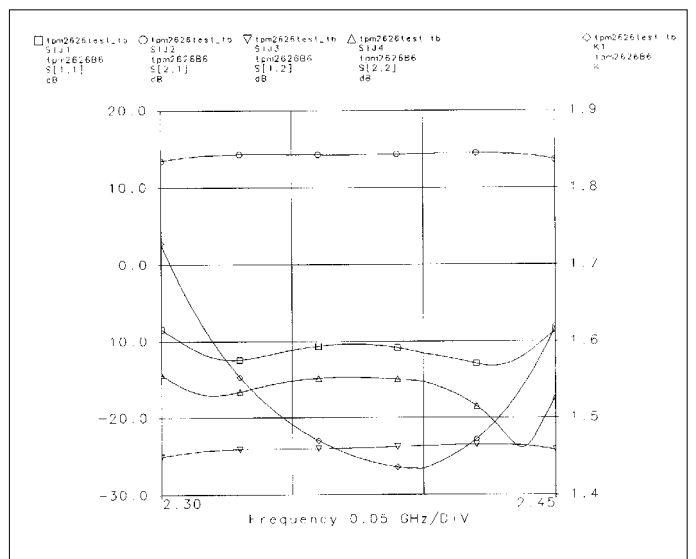


Fig.7

een weekje zou duren, voordat de noodzakelijke berekeningen voor de (in dit geval) 19 frequentiepunten zouden zijn gedaan. Met de tegenwoordige, snelle computers hebben we gelukkig vrijwel direct een overzicht van de situatie. Als de FET met de in de datasheet vermelde ingangs- en uitgangsaanpassingsnetwerken in een 50 Ω systeem wordt opgenomen, kan voor deze 19 frequentiepunten een nieuwe berekening worden uitgevoerd, waarbij een ander beeld ontstaat van de ingangs- en uitgangsflectie, versterking en terugwerking. Zo is er uit af te lezen, dat de maximale versterking zich inderdaad bevindt in het gebied tussen 2.4 – 2.8 GHz en dat in elk geval de uitgang een reflectiedemping van ruim 20 dB op 2.7 GHz. heeft. De ingangsaanpassing is een stuk slechter en bereikt zo'n 6 dB (overigens niet zo'n punt als tussen de sturende bron en deze FET een circulator zou worden opgenomen, waarbij de gereflecteerde energie in een resistieve belasting wordt opgenomen). In het voor ons interessante gebied tussen 2.3 – 2.45 GHz is de aanpassing en versterking niet goed genoeg en moeten betere ingangs- en uitgangsaanpassingen worden bedacht. Om aanpassing te realiseren is het vaak mogelijk om een FET via 50 Ω lijnstukken aan te sluiten en met stubjes van verschillende breedte en lengte te proberen een zo groot mogelijke output te verkrijgen. Voor onze 'high power GaAs FET' is deze methode niet aan te bevelen. Simulaties met behulp van Series IV/PC van Agilent Technologies gaven aan, dat deze werkwijze in dit geval slechts redelijke aanpassingen over een beperkt frequentiegebied mogelijk maakt. Bij het zoeken naar een geschikt aanpassingsnetwerk werd eerst geprobeerd met behulp van een filtersyntheseprogramma 'E-Syn', dat deel uitmaakt van Series IV/PC, een netwerk te ontwerpen. Dit resulteerde dan in een aantal filterelementen, bestaande uit een combinatie van ideale spoelen en condensatoren. Helaas zijn spoelen en condensatoren in de praktijk verre van ideaal, zodat deze gegevens slechts een indicatie geven, hoe het misschien zou kunnen. Nu wordt in de microstriptechniek vaak gewerkt met de microstripequivalenten van deze spoelen en condensatoren, waarbij een open lijnstuk van 45° zich als capaciteit (naar massa) en een kortgesloten lijnstuk van 45° zich als zelfinductie gedraagt.

transmission coefficients for the 19 frequencies can be viewed easily. This shows the maximum gain indeed lies between 2.4 and 2.8 GHz and the output VSWR is greater than 20 dB at 2.7 GHz. The input VSWR is not so good - only 6 dB. This would be acceptable when a circulator is used at the input, which redirects the reflected input power into a 50-ohm load. In the frequency range we are interested in (2.3 - 2.45 GHz) the input and output matching and gain are insufficient. New matching networks have to be designed for use in our frequency range. Matching the in- and outputs of a FET may often be realized by connecting the device using 50-ohm transmission lines and matching it with stubs of varying sizes. For our 'high-power GaAs FET' this method is not advisable.

Simulations with Agilent Technologies' Series IV/PC indicated that this method would only give fair results over a limited frequency range. In the search for suitable matching networks I used the filter-synthesis program 'E-Syn' which is part of Series IV/PC, to design and verify some networks. This resulted in a number of filter elements consisting of ideal inductors and capacitors. Unfortunately true components are not ideal. This is why the simulations only provide a rough idea of how things might work out. Microstrip techniques provide equivalents for inductors and capacitors and are therefore often used. An open 45 deg. Line acts as a capacitor to ground, a shorted 45 deg. Line acts as an inductor. The impedances of the lines must be equal to the reactance of the capacitor or inductor at the desired frequency.

The simulated networks could not successfully be translated into their microstrip equivalents. A low-pass configuration would be more suitable since it consists of series inductors with parallel capacitors. Such an approach was described in 'Application Note' AN-704 from Motorola. It uses a series of filter-design tables and a standard Smith-chart. The application note dating back from the early seventies is called: 'Broadband Network Design For UHF Amplifiers' and was written by Glenn Young. Depending on the desired bandwidth and transformation factor the number of network elements and their values for a Chebychev impedance-matching low pass-network are determined. The resulting design

Tabel 1
! TPM2626-30 Toshiba
! V_{DS}=10 V I_{DS}=8 A
GHz S MA R 50
! Scattering Parameters

1.70	0.90	113	0.73	-29	0.007	-57	0.84	144
1.80	0.88	105	0.87	-61	0.009	-90	0.83	141
1.90	0.85	96	1.06	-95	0.011	-127	0.82	139
2.00	0.79	83	1.34	-131	0.015	-167	0.81	137
2.10	0.71	65	1.74	-171	0.019	151	0.80	135
2.20	0.59	38	2.29	145	0.026	103	0.79	132
2.30	0.44	-7	2.95	95	0.035	51	0.76	127
2.40	0.38	-78	3.58	41	0.045	-6	0.67	120
2.50	0.50	-147	3.95	-17	0.052	-67	0.52	117
2.60	0.63	161	3.99	-75	0.054	-127	0.37	127
2.70	0.71	114	3.77	-133	0.064	173	0.35	152
2.80	0.72	64	3.31	169	0.060	114	0.46	166
2.90	0.71	12	2.68	113	0.043	56	0.60	165
3.00	0.73	-38	2.01	58	0.034	1	0.69	159
3.10	0.77	-81	1.42	8	0.026	-51	0.75	153
3.20	0.82	-115	0.98	-37	0.019	-99	0.78	148
3.30	0.85	-140	0.66	-79	0.013	-142	0.80	143
3.40	0.88	-159	0.45	-117	0.009	177	0.82	139
3.50	0.90	-173	0.32	-151	0.007	140	0.83	135

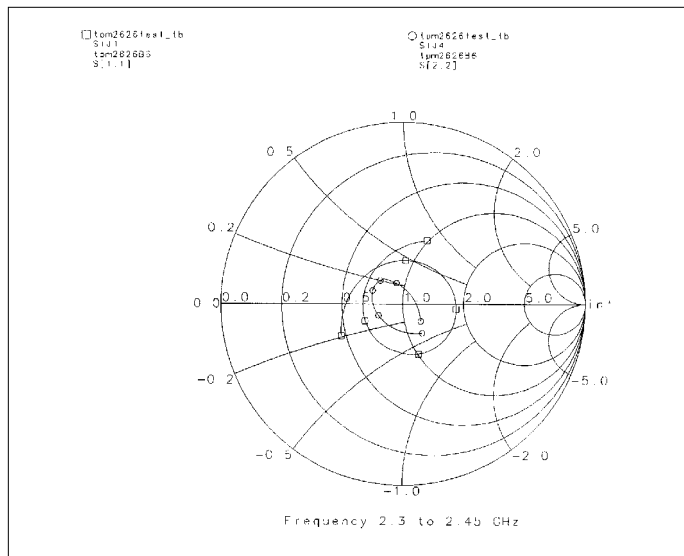


Fig.8

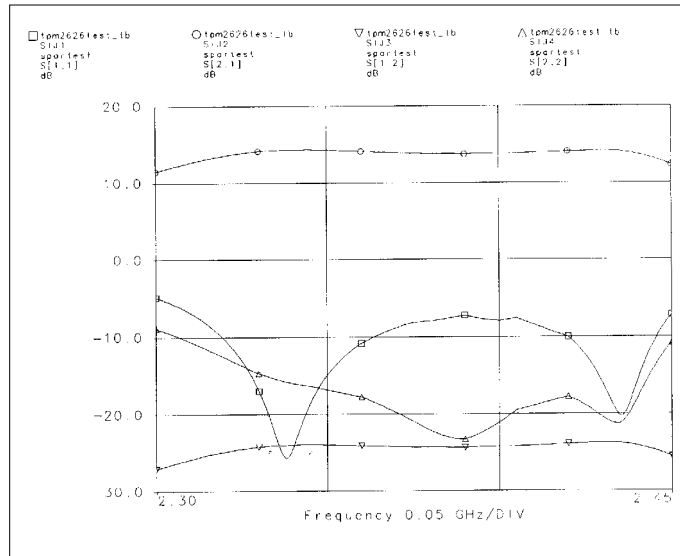


Fig.9

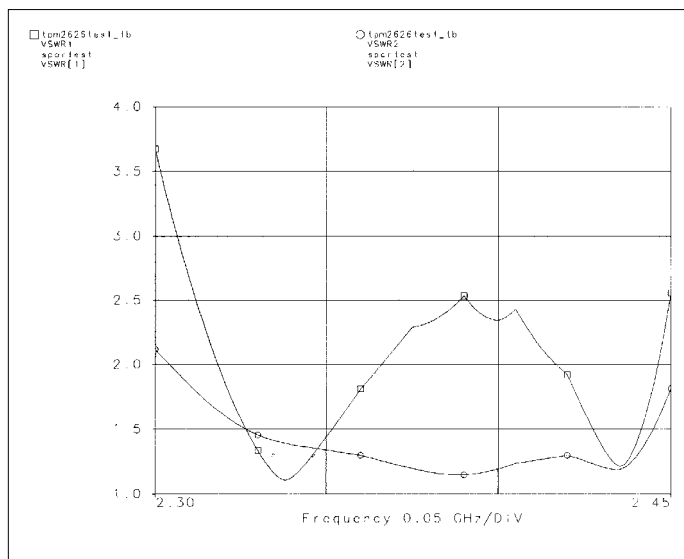


Fig.10

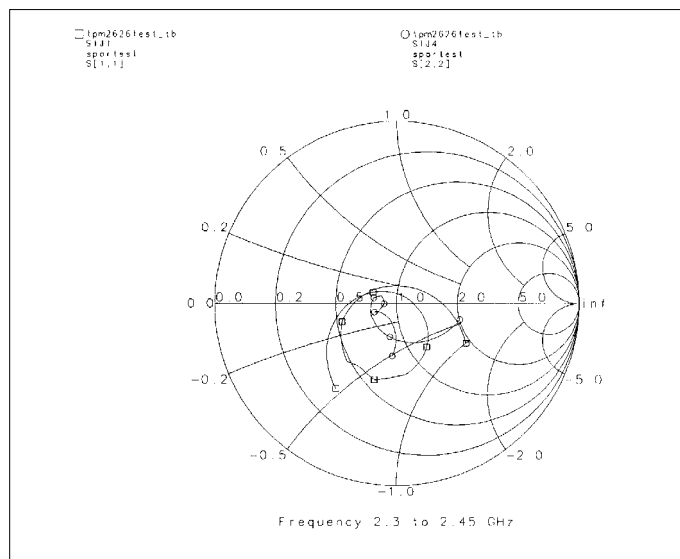


Fig.11

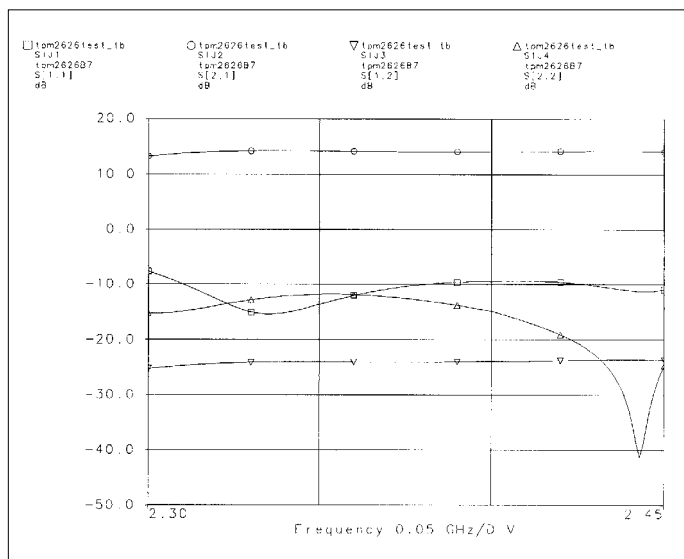


Fig.12

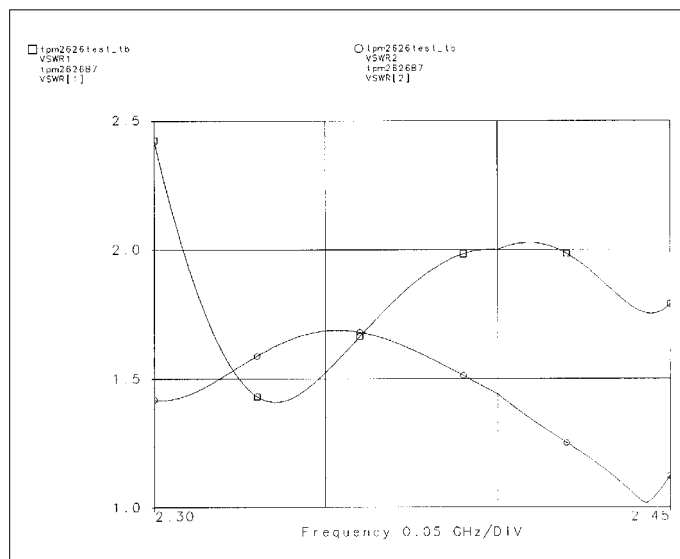


Fig.13

De impedanties van de lijnstukken moet hierbij gelijk zijn aan de reactantie van de condensator of zelfinductie bij de betreffende frequentie. De onderzochte netwerken waren echter niet zo goed naar microstripequivalenten te vertalen. Een low pass-configuratie zou in microstrip een meer praktische oplossing zijn, omdat dan met serie-L's en parallel-C's gewerkt zou kunnen worden.

Zo'n oplossing werd gevonden in een ontwerpmethode, die gebruik maakt van een aantal filterontwerptabellen en een standaard Smith-kaart en is beschreven in 'Application Note' AN-704 van Motorola. Deze uit ongeveer 1971 afkomstige notitie is getiteld 'Broadband Network Design For UHF Amplifiers' en geschreven door Glenn Young. Afhankelijk van de vereiste bandbreedte en transformatieverhouding worden het aantal netwerkelementen en elementwaardes van een Chebyshev impedantie transformerend low-pass netwerk bepaald. Met behulp van deze 'Application Note' kon een voorlopig aanpassingsnetwerk worden ontworpen voor de TPM2626-30, dat als basis diende voor verdere optimalisatie in Series IV/PC. Met het programma LineCalc werden de afmetingen voor de microstrip lijnstukken bepaald voor het printmateriaal RO4003 van Rogers met een ϵ_r van 3.38, een $\tan \delta$ van 0.0027 en een dielectrische dikte van 0.81 mm.

Ter controle is het uiteindelijke geoptimaliseerde resultaat vervolgens geanalyseerd met behulp van een elektromagnetische simulator (EMSight van AWR)

Toshiba TPM2626-30

Tabel 1 bevat de S-parameters van deze Power FET tussen 1.7 – 3.5 GHz terwijl figuur 2 hiervan de grafische voorstelling vormt.

Dit is de situatie, waarbij de FET direct in een 50 Ω systeem is opgenomen. Door de interne in- en uitgangsnetworken wordt alvast een gedeeltelijke aanpassing voor het beoogde frequentiegebied bewerkstelligd. Zoals $S_{[2,1]}$ laat zien ligt dit gebied voor deze FET tussen 2.4 – 2.8 GHz. $S_{[1,1]}$ en $S_{[2,2]}$ zijn zéker niet optimaal, zodat dit inderdaad aangeeft, dat er slechts in een gedeeltelijke aanpassing is voorzien. De datasheet geeft een aanpassingsnetwerk voor in- en uitgang, zodat in combinatie met de interne vóóraanpassing een betere waarde voor de reflectiedemping ontstaat. De door de fabrikant gedane metingen zijn hier dan ook op gebaseerd. Van deze netwerken zijn wel de afmetingen opgegeven in de datasheet van de TPM2626-30, maar subtraatgegevens ontbreken. Deze subtraatgegevens werden overigens wél gevonden in de datasheet van de TPM2323-30, zodat met behulp van de gecombineerde data alle noodzakelijke berekeningen konden worden uitgevoerd om figuur 3 te produceren. Voor het frequentiegebied tussen 2.5 – 2.7 GHz., waar deze FET eigenlijk voor bedoeld is, laten $S_{[1,1]}$, maar vooral $S_{[2,2]}$ een betere aanpassing zien. Hoe is de aanpassing in het frequentiegebied tussen 2.3 – 2.45 GHz met de Toshiba netwerken? In figuur 4 is de frequentieschaal wat opgerekt om e.e.a. wat makkelijker te kunnen bekijken, terwijl in figuur 5 op de Smith-kaart ditzelfde frequentiesegment voor $S_{[1,1]}$ en $S_{[2,2]}$ is weergegeven. M1 en M2 tonen de respectievelijke complexe in- en uitgangsimpedanties op 2.3 GHz (bij het onderschrift van het plotje uitgedrukt in grootte (magnitude) en hoek (angle)). Het boogvormige lijntje, waar M1 deel van uitmaakt representeert dus de onderste begrenzing van het te onderzoeken gebied. Het lijntje snijdt de reële as van de Smith-kaart bij een frequentie van ca. 2346 MHz. De bijbehorende magnitude is 0.54 en de hoek 180°, hetgeen omgerekend naar impedantie 14.93 Ω oplevert (zonder reactieve componenten). Transformatie naar 50 Ω kan bijvoorbeeld worden bereikt door een transmissielijn met een karakteristieke impedantie $Z_0 = 27.32 \Omega$ en een elektrische lengte van een kwart golf.

Het boogsegment schuift op de kaart naar rechts en snijdt bij 2346 MHz het centrum. De horizontale as geeft alle reële impedanties aan tussen (links)nul en (rechts)oneindig, waarbij meestal 50 Ω als normalisatieimpedantie wordt genomen. Dit betekent, dat het centrum van de Smith-kaart niet 1 Ω vertegenwoordigt,

with the TPM2626-30 formed the basis for further optimizations with Series IV/PC. The program LineCalc was used to determine the dimensions of the micro-strips using Rogers' RO4003 which has an ϵ_r of 3.38, a $\tan \delta$ of 0.027 and a dielectric thickness of 0.81 mm. The design was co-verified using an electromagnetic simulation program (AWR's EMSight)

Toshiba TPM2626 – 30

Table 1 shows the S-parameters of the Power FET in the frequency range of 1.7–3.5 GHz.

Figure 2 shows the graphical representation of these parameters. $S_{[2,1]}$ shows that the internal matching networks on the in and output establish only a partly match in the frequency range 2.4 – 2.8 GHz. In addition the reflection coefficients $S_{[1,1]}$ and $S_{[2,2]}$ are far from ideal in this range. In combination with the test-circuit from the datasheet better results are achieved as shown by Toshiba's measurements. The dimensions of the network elements are given in the datasheet of the TPM2626 – 30, but no substrate information is given. The datasheet of the TPM2323 – 30 does list substrate properties.

The combined data was used to calculate figure 3. In the frequency range of 2.5 – 2.7 GHz, the range the FET is intended for, $S_{[1,1]}$ and especially $S_{[2,2]}$ show better results. How does the circuit perform in the 2.3-2.45 GHz range? Figure 4 zooms in on this frequency-range. The Smith-chart in figure 5 displays $S_{[1,1]}$ and $S_{[2,2]}$ in this range, with M1 and M2 showing the respective complex in and output impedance on 2.3 GHz (the subscript shows them in magnitude and angle). The arched line where M1 lies represents the lower frequency limit requiring research.

The line crosses the real of the Smith-chart at a frequency of approximately 2346 MHz. The magnitude is 0.54 and the angle 180°, which translates into an impedance of 14.93 Ω (no reactive components). Transformation to 50 Ω can be achieved by using a quarter wave transmission-line with a Z_0 of 27.32 Ω .

The arched line shifts to the right and hits 50 Ω in the centre.

The centre of the Smith-chart is usually normalised to be 50 Ω at a value of 1. When a different normalization is used, this is always stated!!! This can be useful to more easily represent very high or very low values. Although the circuit can easily be transformed to 50 Ω this transformation works for only one frequency.

I.E. it is not easy to increase bandwidth to a useable range.

This was one of the reasons to use the filter-synthesis program 'E-Syn' to find a suitable solution.

Matching problems

E-Syn is a program to synthesize networks consisting of concentrated network elements. The program, which is part of Series IV/PC, is capable of generating a list of suitable networks.

The networks consist of all possible combinations of resistors, coils and capacitors. Network configurations may be chosen to implement lowpass, highpass, bandpass/stop, or transformations and using either Chebyshev, Butterworth or elliptical characteristics. E-Syn can also analyze and optimize and display graphs.

To construct a suitable input matching network for the TPM2626-30 the GM1 parameters have to be found. These parameters characterize the impedance of the gate driver circuit at simultaneous matching of the in and output of the FET. The input of the matching network is 50 Ω and the output load is represented by GM1 parameters computed from the S-parameters in the frequency range of 2.3 – 2.45 GHz. Because no data is given below 1.7 GHz it was impossible to include a lowpass filter.

This is unfortunate since microstrip techniques are very suitable for such a lowpass network.

I 'chose' to use a Chebyshev bandpass network.

With three resonant circuits E-Syn showed a ripple of 0.27 dB and a minimum insertion loss of 0.72 dB for a network consisting of the following components (viewed from gate to 50 Ω input):

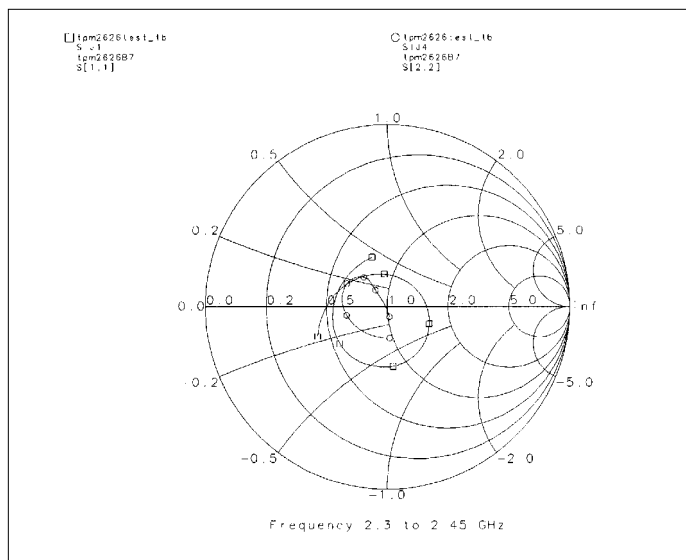


Fig.14

maar 50 Ω . Een impedantie Z_0 van 25 Ω reëel bevindt zich bijvoorbeeld op het punt: $Z_0/50 = 0.5$ van de horizontale as. Wanneer een andere normalisatie gebruikt is dan 50 Ω , dan wordt dit er altijd bij verteld! Dit kan handig zijn om heel lage, of juist hele hoge impedanties makkelijker af te kunnen lezen.

Het hierboven genoemde aanpasnetwerk (dus in combinatie met de Toshiba externe aanpassing!) kon de ingang op een frequentie netjes naar 50 Ω transformeren, maar dit lukt niet gelijktijdig over het gehele gewenste gebied.

Met andere woorden: de bandbreedte, waarover naar 50 Ω reëel kan worden getransformeerd is beperkt. Dit was tevens de aanleiding om met het filtersyntheseprogramma 'E-Syn' een betere oplossing te zoeken.

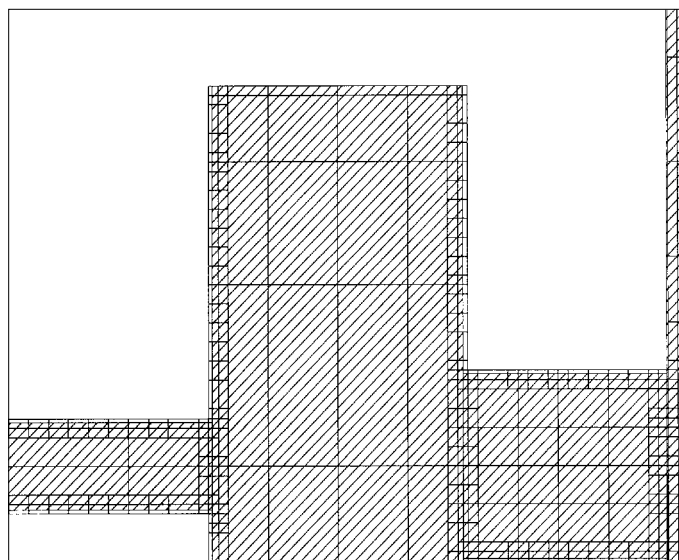


Fig.15

IND SE L = 4.932951 nH
 'IND SE' = an inductor connected in series
 PLC PG L = 0.228034 nH C =
 'PLC PG' = a capacitor paralleled with an inductor, to ground
 CAP SE C = 1.160939 pF
 PLC PG L = 0.247952 nH C = 17.03358 pF

This network was optimized by the 'Average optimizer' and the 'Minimax optimizer'. The insertion loss now varies between 0.32 dB and 0.8 dB in the entire frequency range. The network has the same configuration, but the values are slightly different.

IND SE L = 5.627181 nH
 PLC PG L = 0.269310 nH C = 16.21268 pF

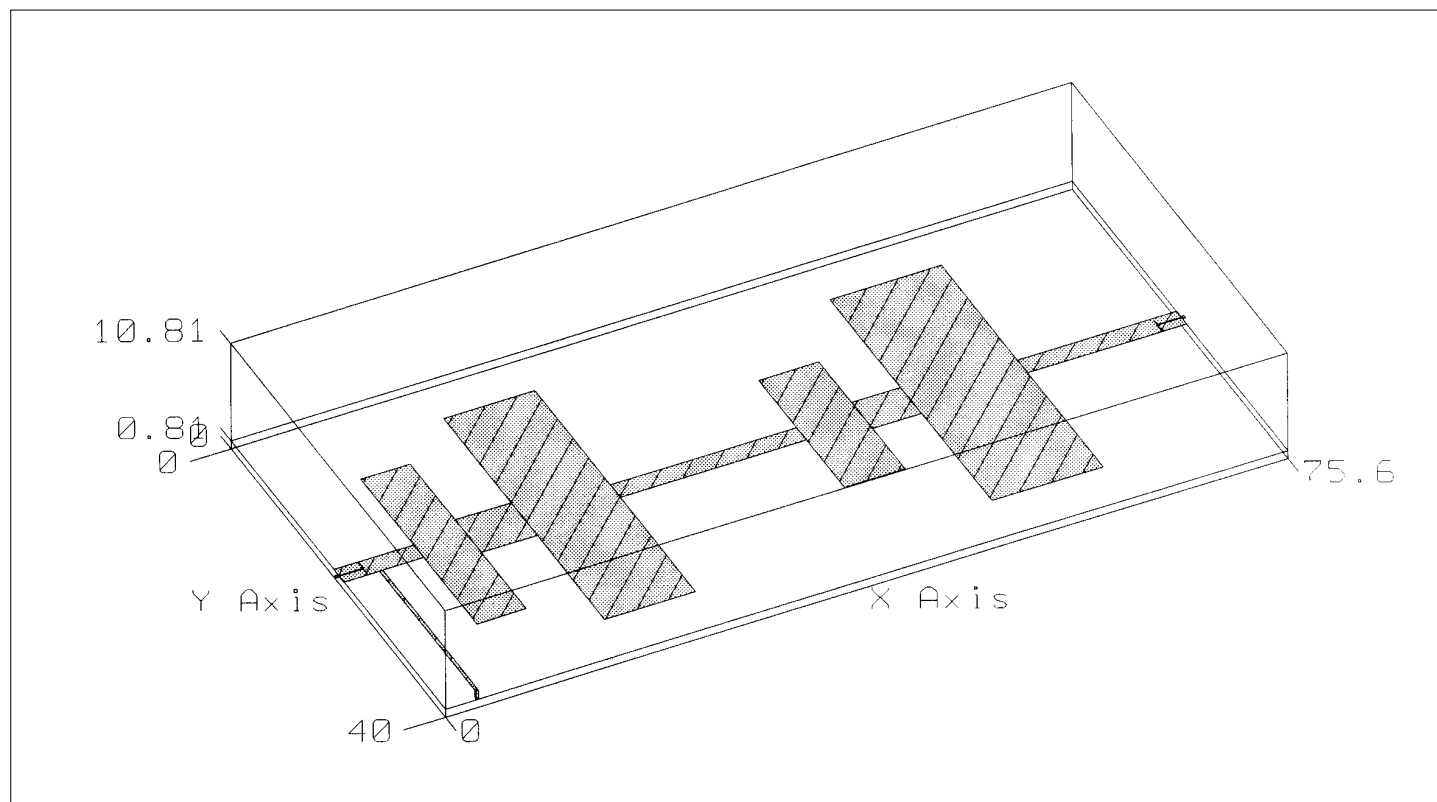


Fig.16

Aanpassingsperikelen

E-Syn is een syntheseprogramma voor netwerken, die uit geconcentreerde elementen bestaan. Het programma, dat een onderdeel vormt van Series IV/PC is in staat een lijst van mogelijke netwerken te produceren met de gewenste eigenschappen. De netwerken zijn samengesteld uit alle mogelijke combinaties van spoelen en condensatoren, waarbij gekozen kan worden uit laagdoorlaat, hoogdoorlaat, banddoorlaat, bandstop en transformatienetwerken met Chebyshev, Butterworth of een elliptische karakteristiek. E-Syn kan ook analyseren, optimaliseren, grafieken weergeven en netlisten creëren. Om een geschikt ingangsnetwerk voor de TPM2626-30 te kunnen ontwerpen, moeten eerst de data worden bepaald van GM1.

Dit zijn de gegevens van de impedantie, die aan de gate van de FET moeten worden aangeboden bij gelijktijdige aanpassing van de ingang en de uitgang. De ingangsbelasting van het netwerk is dan ingesteld op $50\ \Omega$ en de uitgangsbelasting wordt gevormd door een lijst met GM1 data, die vanuit de S-parametergegevens zijn berekend voor het gebied tussen 2.3 – 2.45 GHz.

Wegens gebrek aan GM1 gegevens beneden 1.7 GHz kon geen laagdoorlaatnetwerk worden ingevuld. Dit was jammer, omdat zo'n laagdoorlaatconfiguratie geknipt is voor microstrip. Ik 'koos' vervolgens voor een Chebyshev banddoorlaatnetwerk. Bij drie resonatoren gaf E-Syn een doorlaatrimpel (Ripple) van 0.27 dB en een minimum verlies (ML) van 0.72 dB aan voor een netwerk, dat –gerekend vanaf de gate van de FET naar de $50\ \Omega$ belasting– de volgende onderdelen bevatte:

IND SE L = 4.932951 nH
'IND SE' = een in serie geschakelde spoel
PLC PG L = 0.228034 nH C = 19.46302 pF
'PLC PG' = een parallelschakeling van een 'L' en een 'C' naar massa
CAP SE C = 1.160939 pF
PLC PG L = 0.247952 nH C = 17.03358 pF

Dit netwerk werd hierna geoptimaliseerd door de 'Average optimizer' en de 'Minimax optimizer'. Het verlies (Insertion Loss) had nu een minimum waarde van 0.32 dB en had een maximale waarde van 0.8 dB over de doorlaatband. Het netwerk heeft dan wel dezelfde structuur, maar de waarden zijn iets anders:

IND SE L = 5.627181 nH
PLC PG L = 0.269310 nH C = 16.21268 pF
CAP SE C = 1.058771 pF
PLC PG L = 0.233784 nH C = 18.23367 pF

Het 'vertalen' van dit netwerk naar microstrip equivalenten stuitte op een groot aantal praktische moeilijkheden, waardoor ik toch weer op zoek ging naar een ontwerpmethodede voor een laagdoorlaatconfiguratie. 'Application Note' AN-704 van Motorola - 'Broadband Network Design For UHF Amplifiers' - bleek een uitstekende oplossing voor dit probleem te geven, waarbij het aantal netwerkelementen en de elementwaardes van een Chebyshev impedantie-transformerend laagdoorlaatnetwerk konden worden bepaald, rekening houdend met de vereiste bandbreedte en de transformatieverhouding. Als voorbeeld wordt de ontwerpprocedure voor een 30 W versterker met de MRF620 beschreven, waarbij de Smith-kaart veelvuldig als werktuig dienst doet. Hierdoor én door de in appendix A gegeven Chebyshev tabellen kan veel tijd-rovend rekenwerk worden voorkomen. De nog resterende formules zijn niet ingewikkeld en zullen daardoor minder tot foutjes in de berekeningen leiden. In appendix B staan nog enige microstrip-ontwerptabellen.

Volgens deze methode werd een voorlopig ontwerp naar de ontwerpomgeving van Series IV-PC gebracht, waarbij het programma LineCalc alle microstripberekeningen maakte. Als bijvoorbeeld een transmissielijn met een karakteristieke impedantie van $23\ \Omega$ met een elektrische lengte van 18 graden bij 2.375 GHz moet worden omgezet naar een microstripequivalent op RO4003 met een dielectrische dikte van 0.81 mm, dan levert LineCalc de lengte en breedte van deze transmissielijn: $l = 3.688$ $b = 5.468$.

CAP SE C = 1.058771 pF
PLC PG L = 0.233784 nH C = 18.23367 pF

In translating the above into their microstrip equivalents I ran into a number of practical problems which forced me to find a different design approach for a lowpass configuration. Application note AN-704 from Motorola - 'Broadband Network Design For UHF Amplifiers' - gave an excellent solution. This application note describes a Chebyshev impedance-matching lowpass network and shows the number of network elements and their values while taking in account the required bandwidth and matching requirements. A design-procedure example is given for a 30 W amplifier using the MRF620 in which the Smith-chart is used frequently. In conjunction with the Chebyshev tables from appendix A, a lot of time-consuming calculations are prevented. The remaining formulas are not very complicated which also minimizes the chance of miscalculations. Appendix B shows microstrip design tables.

Using the AN-704 design approach a preliminary design was ported to Series IV-PC, where the LineCalc performed all micro-strip calculations. When for example a transmission-line with a characteristic impedance of $23\ \Omega$ and an electrical length of 18 degrees at 2.375 GHz has to be converted into its microstrip equivalent, using RO4003 which has a dielectric thickness of 0.81 mm, LineCalc gives the length and width of $l = 3.688$ $w = 5.468$. Furthermore, the dissipationfactor of the substrate can be included in the calculations to compute the circuit loss. (In the above example this is 0.005 dB at a $\tan \delta$ of 0.0027)

The lowpass part of the design consists of series inductors and parallel capacitors. The series inductors have a high impedance (narrow lines) and the capacitors have a low impedance (wide lines). In these lines the series-induction prevails for narrow lines, and the capacitance to the ground plane prevails for the wider lines. In addition to entering the narrow and wide lines, the width-change between two elements has to be entered. This must be done because the impedance jump between the elements has to be included in the simulation.

During the use of the microstrip models for a transmission-line (MLIN) and width changes (MSTEP) the effects of both model limitations have to be included. In the design entry it is possible to enter optimization information. This tells the program which dimensions to vary to achieve the desired results. These results may for instance be optimal VSWR over a given frequency range. This enabled Series IV-PC to optimize the low-pass elements for the TPM2626-30. The dimensions of the transmission lines, marked as ML1 – ML18, are given in the componentlist.

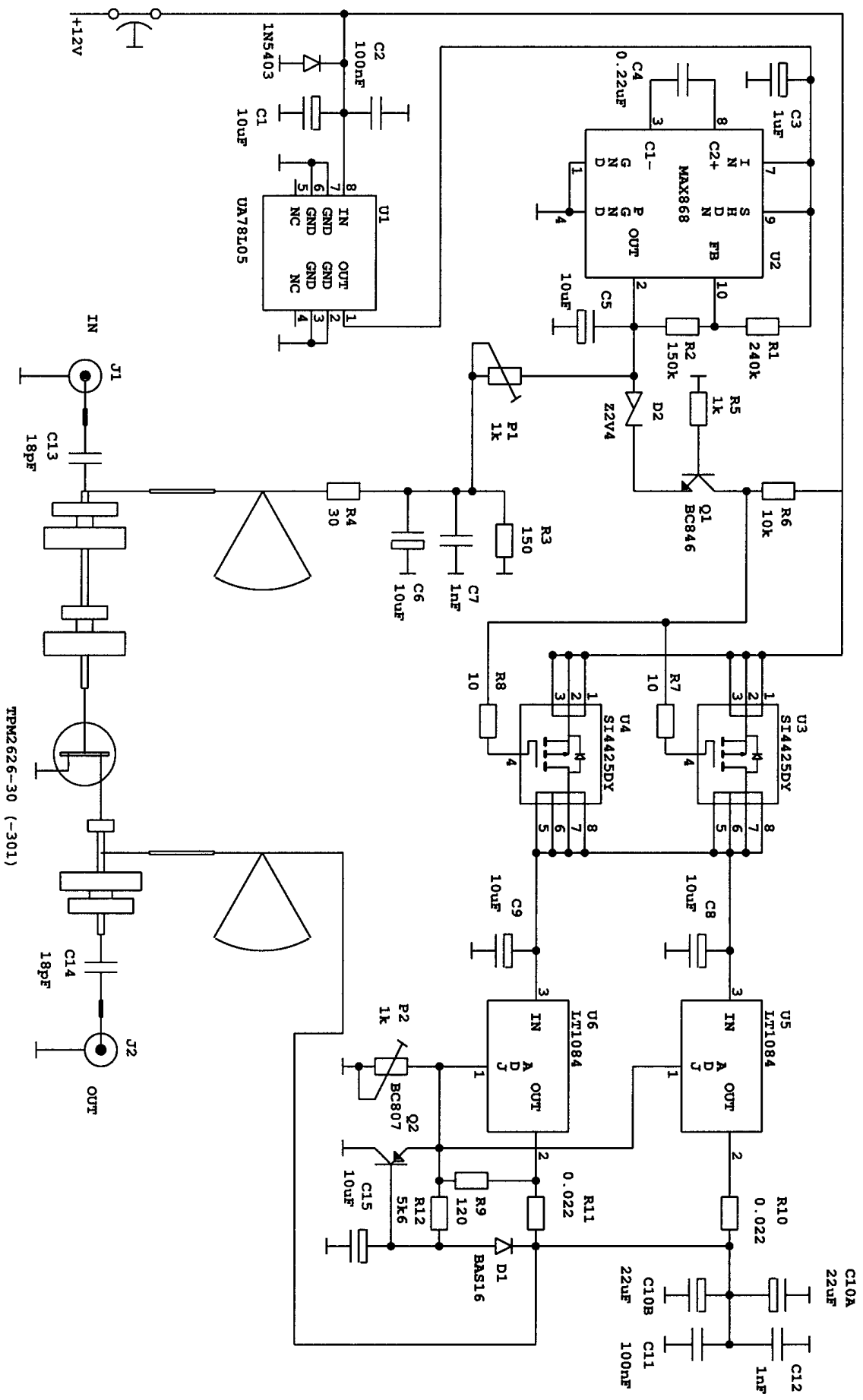
The simulations results are shown in figures 6, 7 and 8. The SWR-graph (fig. 6) shows the output (VSWR_[2]) was easier to match between 2.3 and 2.45 GHz than the input.

The same can be observed in figure 7 when looking at $S_{[2,2]}$ and $S_{[1,1]}$. The gain $S_{[2,1]}$, the reverse coefficient $S_{[1,2]}$ and the stability factor K are also shown in figure 7. The Smith-chart (figure 8) shows how the optimization succeeded in putting $S_{[1,1]}$ and $S_{[2,2]}$ close the center. Since the output VSWR is better than the input VSWR, the circle of $S_{[2,2]}$ sits inside that of $S_{[1,1]}$.

In studying the layout of the two low-pass structures, it is seen that many of the wide transmission lines are placed close to each other.

Would these elements influence each other? To investigate this, it seemed necessary to investigate the behavior of the transmission effects of the elements in an EM-simulator capable of achieving higher simulation accuracy.

Unfortunately the EM-simulator is incapable of performing optimizations.



Verder kan de dissipatiefactor van het printmateriaal worden meegenomen in de berekening, zodat de verzwakking kan worden bepaald (in bovenstaand voorbeeld 0.005 dB bij een $\tan \delta$ van 0.0027). In de laagdoorlaatstructuur van het ontwerp zijn afwisselend serie L's en parallel C's nodig. De serie L's hebben een hoge impedantie (smalle lijnstukken) en de parallel C's een lage impedantie (brede lijnstukken), waarbij de (serie)zelfinductie overheerst bij de smalle lijnstukken en de (parallel)capaciteit naar het aardvlak overheerst bij de brede lijnstukken. Bij het invoeren van de afwisselend brede en smalle lijnstukken moet bovendien tussen elke overgang de stap in breedte worden opgegeven, waardoor er rekening wordt gehouden met de effecten van zo'n impedantiesprong. Tijdens het gebruik van deze microstripmodellen voor een transmissielijn (MLIN) en een stap in breedte (MSTEP) moet natuurlijk óók rekening worden gehouden met de grenzen van de twee modellen. In het ontwerp kunnen tijdens de schematische invoering alvast optimalisatiemogelijkheden worden aangegeven, dat wil zeggen welke afmetingen het programma mag veranderen om te proberen tot een bepaald doel te geraken. Zo'n doelstelling kan bijvoorbeeld een maximale waarde voor de VSWR zijn over de gewenste bandbreedte. Op deze wijze kon Series IV-PC de laagdoorlaatstructuren voor de TPM2626-30 optimaliseren. De afmetingen van de verschillende transmissielijnen, die zijn aangegeven als ML1 t/m ML18 staan vermeld in de componentenlijst. De simulatieresultaten zijn samengevat in de figuren 5, 6 en 7. Het VSWR overzicht in figuur 6 laat zien, dat de uitgang (VSWR_[2]) makkelijker was aan te passen over de bandbreedte tussen 2.3 – 2.45 GHz. dan de ingang. Hetzelfde is te zien in figuur 7 als S_[2,2] en S_[1,1], verder zijn hier de versterking S_[2,1], de terugwerking S_[1,2], en de stabiliteitsfactor K geplott. De Smith-kaart van figuur 8 toont, hoe de optimalisatie er in is geslaagd S_[1,1] en S_[2,2] zo krap mogelijk om het centrum te laten cirkelen! Omdat de VSWR van de uitgang beter is dan die van de ingang, bevindt het cirkeltje van S_[2,2] zich binnen die van S_[1,1]. Bij het bestuderen van de layout van de twee low-pass structuren valt het op, dat verschillende brede transmissielijnen tamelijk dicht bij elkaar liggen. Zouden deze structuren elkaar niet beïnvloeden? Om dit te onderzoeken, leek het wenselijk het transmissiegedrag van deze structuren te controleren in een EM-simulator, die een hogere nauwkeurigheid bezit maar (nog) niet kan optimaliseren.

Electromagnetische simulatie

Emsight bevat een vollegolf electromagnetische analysator, die gebruik maakt van een gemodificeerde methode van momenten in het spectrale domein. Deze methode is gebaseerd op de -door Heaviside vereenvoudigde- vergelijkingen van Maxwell en kan nauwkeurig de S-Parameters bepalen van voornamelijk planaire structuren. Een circuit wordt geanalyseerd binnen een rechthoekige behuizing en wordt afhankelijk van de instellingen verdeeld in méér of minder vakjes, zodat een roosterstructuur ontstaat. Op plaatsen, waar een grote variatie in stroomdichtheid heerst worden automatisch kleinere cellen geplaatst en op plaatsen, waar een meer uniforme stroomvariatie aanwezig is worden grotere cellen geplaatst. Een verklaring van het 'hoe' en 'waarom' valt echter buiten het kader van dit artikel... Zie figuur 16 voor een 3D aanzicht en figuur 15 voor een uitvergroot deel van het ingangsnetwerk. Merk op, dat de roosterstructuur met z'n variërende celgrootte een minder nauwkeurige weergave is van de oorspronkelijke structuur.

Als voorbereiding moesten eerst de twee structuren in het tekenprogramma Autocad worden ingevoerd en worden opgeslagen als een dxf-file. Emsight kan zo'n file inlezen, waarna de celgrootte voor de x en y richting apart kunnen worden gedefinieerd.

Een kleinere celgrootte vergt meer geheugenruimte en tijd.

Voor het ingangs- en uitgangsnetwork waren uiteraard twee analyses nodig, waarbij per network een zodanige celgrootte werd ingegeven, dat ongeveer 90 Mb werkgeheugen vereist was.

Electromagnetic simulation

Emsight has a full-wave electromagnetic analyzer, which uses a modified method of time-domain analyses in the spectral domain. This method is based on Maxwell equations -which are simplified by Heaviside- and can accurately compute S-parameters of primarily planar structures. A circuit is analyzed from within a rectangular area which, depending on some settings, may be divided into more sections forming a grid. In areas with a large current density variation more small cells are used automatically. Areas with a more uniform current density are placed in larger cells. An explanation on the 'how and why' of this goes beyond the scope of this article.

Figure 16 shows a 3-D view and figure 15 a zoomed area of the input network. Note that the grid with its varying cell-sizes is a less accurate representation than the original. As preparation the input and output structures had to be drawn in AutoCad and saved as .dxf files. Emsight can read such a file, after which cell dimensions in x and y direction can be defined. A smaller cell requires more memory and CPU time. Both input and output networks had to be simulated. Per network the cell dimensions were chosen in such a way that 90 Mb of memory was needed. Calculations took approximately 2,5 hours per frequency!!

After completion of calculations for a number of frequencies for both in and output, the calculated S-Parameters were entered in Series IV/PC. The results are in figures 9, 10 and 11. The differences in the interpretation by Series IV/PC and EMSight, comparing the Smith-charts in figures 8 and 11, can be partially explained by EMSight using a structure not entirely equal to the original network used by Series IV/PC. A further cause can be found in the finite accuracy of the MLIN and MSTEP models in Series IV/PC, and finally the influence of the closely placed wide transmission lines, since this was originally the reason to further investigate the simulation results. Since the dimensional differences in the networks used with EMSight are known, these differences are fed back into Series IV/PC for simulation. This makes for a more honest comparison of simulations. Figures 12, 13 and 14 show the results. When we compare figure 11 (EMSight) with figure 14 (Series IV/PC) we see only small differences. Since this is reversible we can conclude that when the optimized values from Series IV/PC would be entered in EMSight with great precision, the simulation results would most likely be close to the results found in figure 8!

Power supply

The way the gate and drain voltages are applied will be clarified using the circuit diagram in figure 17. The power supply feeding the circuit must be able to deliver 12 V at a sustained current of at least 8 A. U2, a MAX868, is a charge pump, which not only inverts the input voltage, but also has an adjustable output voltage regulator. Because U2's input voltage may not exceed +5.5 V a +5.0 V input regulator is used (U1, an 78L05). U1 also acts as a reference to U2. In this circuit U2's output voltage is set by R1/R2 at -3.1 V. P1 and R3 act as a voltage divider, so the output may be adjusted over a range of -0.4 V to -3.1 V. C6 and C7 decouple the junctions of P1, R3 and R4. The TPM2626-30-301 gate resistor R4 has an optimum value of approximately 30 Ω and protects the FET against excessive gate current. The input power will drive the Schottky-barrier diode and when the gate junction temperature rises the current will increase and shorten the lifetime of the FET. When the gate resistor R4 is too high in value, the power-added efficiency will decrease since the RF voltage swing will be reduced. U3 and U4 are paralleled Vishay Siliconix P-Channel MOSFETS, Si4425DY.

When the negative supply is present at pin 2 of U2, Q1 will conduct and the gates of U3 and U4 will go to 0 V. U3 and U4 will be switched on with a very low R_{ds-on}, enabling the loss-less switching of very high currents. Since the current handling capa-

De berekeningen voor een frequentie namen ca. 2.5 uur in beslag! Nadat voor een aantal frequentiepunten zowel het ingangs- als het uitgangscircuit waren geanalyseerd, werden de berekende S-Parameters in Series IV/PC ingelezen. Het resultaat is te zien in de figuren 9, 10 en 11. Het verschil tussen de Series IV/PC en de EMSight-interpretatie van de netwerken, dat met name bij de bestudering van de Smith-kaartplotjes van de figuren 8 en 11 opvalt, is voor een deel te verklaren uit de omstandigheid, dat EMSight vanuit een structuur rekende, die niet exact hetzelfde was als het oorspronkelijke door Series IV/PC gehanteerde netwerk. Een tweede oorzaak voor het verschil zou kunnen zijn gelegen in de eindige nauwkeurigheid van de gebruikte modellen voor M_{LIN} en M_{STEP} in Series IV/PC, terwijl als derde oorzaak de onderlinge beïnvloeding van de brede structuren genoemd moet worden, hetgeen ook de aanvankelijke aanleiding was tot dit onderzoek. Omdat de door EMSight benutte afmetingen van de aanpasnetwerken –die dus enigszins afweken van de oorspronkelijke ingevoerde structuur– bekend waren, konden deze waarden op hun beurt worden teruggevoerd naar Series IV/PC ter simulatie. Hierdoor werden de twee verschillende simulatiemethoden beter vergelijkbaar. De resultaten zijn samengevat in de figuren 12, 13 en 14. Vergelijken we nu figuur 11 (EMSight) en figuur 14 (Series IV/PC) dan valt op, dat de verschillen nu nog maar klein zijn. Zouden de oorspronkelijk door Series IV/PC geoptimaliseerde waarden exact door EMSight in een celstructuur zijn verdeeld, dan zou het analyseresultaat dus hoogst waarschijnlijk dicht bij dat van figuur 8 hebben gelegen!

Voedingdeel

De wijze, waarop de gate- en drainspanningen worden toegevoerd zal nu aan de hand van het schema (figuur 17) worden verduidelijkt. Aan de ingang moet een gelijkspanningsbron worden aangesloten, die bij een spanning van +12V minstens 8 A continue kan leveren. U2 –een MAX868– is een ladingpomp, die niet alleen de polariteit van de ingangsspanning omkeert, maar ook regelbaar is en een gestabiliseerde uitgangsspanning levert. Omdat voor U2 de maximale ingangsspanning +5.5 V mag zijn, is U1 –een UA78L05– opgenomen. U1 fungeert tegelijk als de spanningsreferentie, die U2 nodig heeft voor het instellen van de uitgangsspanning, die door de verhouding R1/R2 wordt bepaald. Bij de in het schema aangegeven waarden is de uitgangsspanning -3.1 V. P1 vormt met R3 een spanningsdeler, zodat de spanning regelbaar is tussen -0.4 en -3.1 V. C6 en C7 zorgen voor de ont koppeling van het knooppunt P1, R3 en R4. De gateweerstand R4 heeft voor de TPM2626-30-301 een optimale waarde van ca. 30 Ω en beschermt de FET tegen een te grote gatestroom. Het stuurvermogen brengt de Schottky-barrier gate diode namelijk in geleiding en wanneer de stroom – en daardoor de temperatuur van de gatejunctie– te hoog wordt, leidt dit tot een korter leven van de FET. Wanneer de gateweerstand te groot is gekozen vermindert de 'power-added efficiency' omdat de hoogfrequent spanningsuitwijkingen worden begrensd. U3 en U4 zijn twee parallelgeschakelde P-Channel MOSFET's van Vishay Siliconix en van het type Si4425DY.

De gate's van U3 en U4 worden bij aanwezigheid van de negatieve spanning op pin 2 van U2 door het open gaan van Q1 naar 0 V gebracht, waardoor de FET's in geleiding komen. De zeer kleine $r_{DS(on)}$ maakt het schakelen van hoge stromen mogelijk.

In plaats van een LT1083 zijn twee stuks LT1084's parallel geschakeld, omdat de maximale uitgangsstroom van de LT1083 nét iets te klein was (7.5 A). De uitgangsspanning wordt met P2 op ca. 10.1 V ingesteld. R10 en R11 zijn ballastweerstand, die de 'current sharing' tussen U5 en U6 verzekeren. De schakeling rond Q2 brengt de uitgangsspanning langzaam vanaf 1.25 V naar de maximale waarde. Dit is gedaan omdat in het gatecircuit C6 en C7 via P1 moeten worden opgeladen. Q1 schakelt dus al, voordat de negatieve spanning bij R4 op de nominale waarde is aangekomen. Zelfs als P1 op een kleine weerstand staat ingesteld is de

bility of a single LT1083 is not enough (at 7.5 A), two LT1084's are used in parallel. The output-voltage is set at 10.1V using P1. R10 and R11 are ballast resistors ensuring current sharing between U5 and U6. The circuit with Q2 is a soft power-on taking the output voltage from 1.25 V up. This was done since C6 and C7 in the gate-circuit have to be charged through P1. Q1 will switch before the negative bias at R4 has reached its nominal value. Even when P1 is set at low values, the RC time is much longer than that of the drain supply (U5 and U6 will charge C10 via R10,R11). Changing R12 and C15 can vary the power-on time of the supply. Diode D1 quickly discharges C15 at power-off. The drain voltage is applied across the junction of the radial stub and the wide $\lambda/4$ transmission line.

Since the drain-current is fairly high and has to go to the drain of the TPM2626-30-301 through this transmission line and part of the matching network, the total resistance has to be kept low to minimize dissipation. At a current of 8 A, the resulting dissipation in the matching network will be as high as 396 mW! The lines are wide but the copper is only 35 microns thick. Luckily RF losses are a lot lower since the RF power primarily propagates via the dielectric where the losses are dictated by the $\tan \delta$. The losses in the output network will be approximately 0.066 dB for RO4003 with a dielectric thickness of 0.81 mm. The input losses will be approximately 0.102 dB, due to the larger element dimensions. A good choice for the coupling capacitors C13 and C14 would be 18 pF type ATC100A. Simulations showed these capacitors will give the least coupling losses in the 13 cm band. The power supply partly sits on a separate PCB, requiring a connection from the combined output of U3 and U4 to the input of U5 and U6. A second connection is required between C10 to the junction ML13 (see component placement) and its radial stub. The inputs' safety diode (1N5403) was not included in the layout.

Conclusion

Use a heatsink with a low thermal resistance! The dissipation of U5 and U6 is 16W and the TPM2626-30-301 will produce at least 40W. For continuous use a blower is recommended! The mounting-depth in the heatsink is 1.6 mm for the FET when using the RO4003. Before mounting the FET, check the failsafe by putting 1k across R2. Q1 and U3/U4 may no longer be switched on. Before using the amplifier, be sure to set P1 at its minimum value, driving the gatevoltage to -3.1 V. After these preparations the TPM2626-30 may be driven with 2 W (the TPM2626-30-301 with 2.5W) Set the draincurrent to 7.5 A for the TPM2626-30 (8 A for the TPM2626-30-301). The obtainable output power should be ~28 W with the TPM2626-30 (TPM2626-30-301 ~ 40 W) Before disconnecting the power supply the input power should be removed!

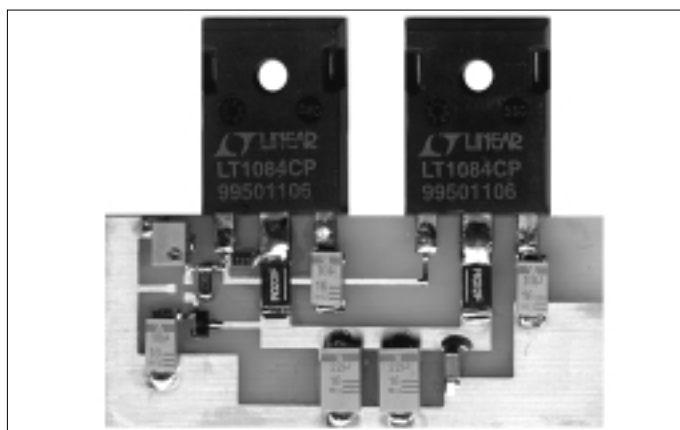


Fig.18

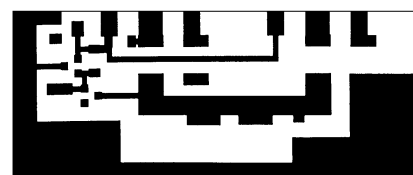
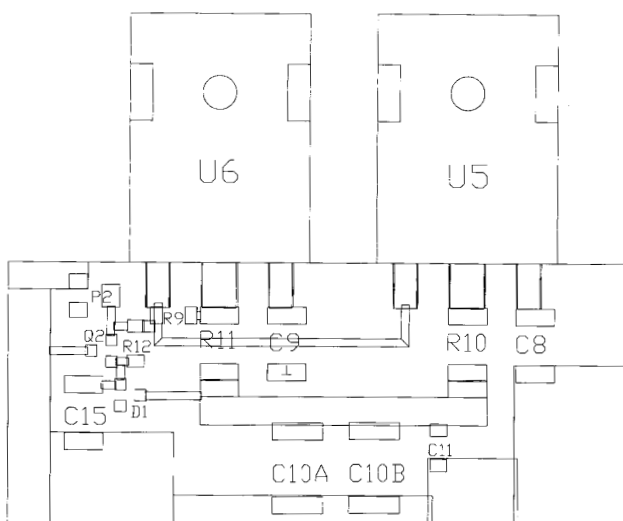
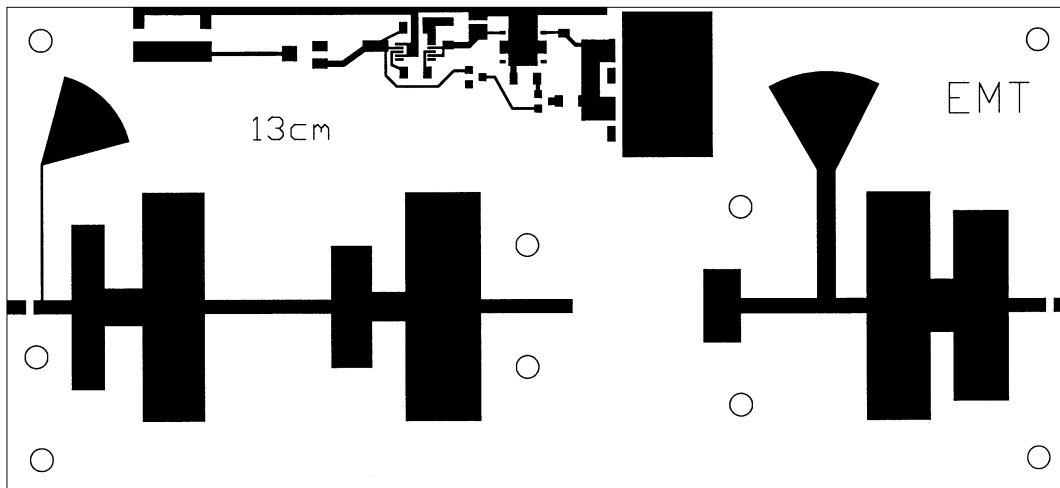
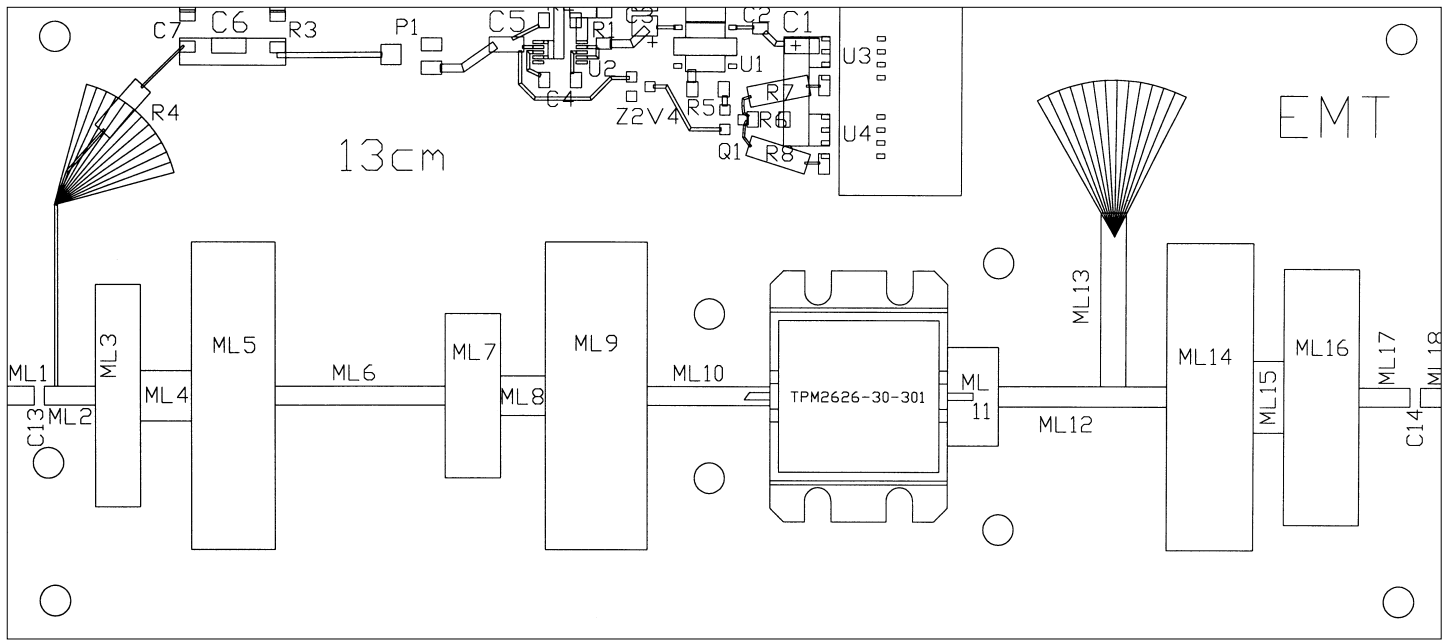


Fig.19-22

RC-tijd van het gatenetwerk veel langer dan de RC-tijd van de drainvoeding (U5 en U6 laden C10 op via R10,11). Het langzame opkomen van de uitgangsspanning kan worden gevarieerd door het aanpassen van R12 en C15. Diode D1 zorgt ervoor, dat bij uitschakeling C15 weer snel ontladen wordt. De drainspanning is aangesloten op het knooppunt van de radial stub en het brede $\lambda/4$ lijnstuk. Omdat de bij deze spanning behorende stroom nogal hoog is en de weg naar de drain van de TPM2626-30-301 wordt gevormd door dit lijnstuk en een deel van het aanpasnetwerk, moet de totale weerstand liefst zo klein mogelijk zijn in verband met de dissipatie! Bij 8 A is het vermogen, dat als warmte door het uitgangsnetwerk moet worden afgestraald 396 mW!

Dit komt, omdat de lijnstukken wel lekker breed zijn, maar érg dun (0.035 mm). Gelukkig zijn de hoogfrequent verliezen veel kleiner, omdat het transport voor het leeuwendeel via het diëlectricum plaatsvindt en de verliezen meer een functie zijn van de verliesfactor van het printmateriaal. De berekende verliezen in het uitgangsnetwerk zijn ca. 0.066 dB voor RO4003 met een diëlectrische dikte van 0.81 mm. Voor het ingangsnetwerk is dit 0.102 dB vanwege de grotere afmetingen. Voor de scheidingscondensatoren C13 en C14 is het type ATC100A en een waarde van 18 pF een goede keus. Simulaties wezen uit, dat deze 18 pF de geringste koppelverliezen in de 13 cm band vertoonde. De voedingschakeling bevindt zich voor een deel op een apart epoxy printje, zodat vanaf de gecombineerde uitgang van U3 en U4 een verbinding moet worden gelegd naar de ingang van U5 en U6.

Een tweede verbinding is dan uiteraard nodig vanaf C10 naar het knooppunt ML13 (zie componentenopstelling) en z'n radial stub. De veiligheidsdiode aan de ingang van de voedingsschakeling (1N5403) is niet in de layout verwerkt.

Slotopmerkingen

Gebruik als heatsink een type met een zo laag mogelijke warmte-weerstand in verband met het weg te werken vermogen! U5 en U6 moeten al zo'n 16 W warmte kwijt zien te raken en de TPM2626-30-301 minstens 40 W. Bij continu bedrijf is een blower ook geen overbodige luxe! De inlaatdiepte voor de FET in de heatsink moet 1.6 mm zijn in verband met de dikte van de RO4003 print. Controleer vóór het monteren van de FET de werking van de beveiligingsschakeling door over R2 tijdelijk een weerstand van 1k te plaatsen. Q1 mag dan niet meer geleiden en als gevolg hiervan U3 en U4 evenmin. Regel vóór de inbedrijfstelling P1 in op z'n minimale weerstandswaarde, waarbij de negatieve gatespanning dus maximaal zal zijn (-3.1 V).

Na deze voorbereidingen mag de TPM2626-30 worden aangestuurd met 2 W (de TPM2626-30-301 met 2.5 W). Met P1 de drainstroom instellen op 7.5 A voor de TPM2626-30 (8 A voor de TPM2626-30-301). Het bereikte uitgangsvermogen moet voor de TPM2626-30 bij deze instelling ca. 28 W zijn (voor de TPM2626-30-301 ca. 40 W). Vóór het afschakelen van de voedingspanning altijd eerst de sturing wegnemen.

Componentenlijst en

Onderdeel	Waarde	Behuizing	Omschrijving
PowerFET	TPM2626-30-301	2-16G1B	GaAs FET Toshiba
U1	uA78L05	SO-8	Regulator
U2	MAX868	MicroMax	Inverting Regulator Maxim
U3,U4	Si4425DY	SO-8	P-Channel MOSFET Vishay Siliconix
U5,U6	LT1084CP	TO-247	Positive Adj. Regulator
Q1	BC846	SOT-23	NPN
Q2	BC857	SOT-23	PNP
D1	BAS16	SOT-23	switch.diode
D2	Z2V4	SOT-23	zener
C1,5,6,8,9	10 μ F	1812	AVX TPS-series SMD-Tantalum low ESR
C2,11	100 nF	1206	SMD-C
C3	1 μ F	1210	SMD-Tantalum
C7,12	1 nF	1206	SMD-C
C10A,B	22 μ F	2220	AVX TPS-series SMD-Tantalum low ESR
C13,14	18 pF	ATC100A	SMT cap ATC
P1	1k	3314J	Bourns SMD-Pot.
P2	1k	3214	Bourns SMD-Pot. 5 turns
R1	240k 1%	1206	SMD-R
R2	150k 1%	1206	SMD-R
R3	150	1206	SMD-R
R4	30.1 1%	Philips	MRS25-Series
R5	1k	1206	SMD-R
R6	10k	1206	SMD-R
R7,8	10	1206	SMD-R
R9	120	1206	SMD-R
R10,11	0,022	Meggitt SL1 Series	SMD-R
R12	5k6	1206	SMD-R
PCB1	RO4003 0.81mm. Er = 3.38		Afmetingen: 142 x 65mm.
PCB2	Epoxy 1.5mm.		Afmetingen: 55 x 23mm.

Afmetingen in- en uitgangsnetworken

ML	lengte l (mm)	breedte w (mm)
1	50 Ohm	
2	5	1,831
3	4,42	21,67
4	5	4,92
5	8,23	30
6	16,75	1,831
7	5,42	16,01
8	4,39	3,87
9	9,99	30
10	12,09	1,831
11	5	9,63
12	16,5	2
13	15,7	2,5
14	8,49	30
15	3	7
16	7,41	25
17	5	1,831
18	50 Ohm	

ATV op 6 cm

ATV on 6 cm

Rene Stevens, PE1CMO

De huidige ATV activiteiten vinden voornamelijk plaats in de 23, 13 en 3 cm band. Omdat de frequentie-ruimte in deze banden beperkt is heeft men vooral in gebieden met veel activiteiten last van elkaar.

Vonden vroeger activiteiten voornamelijk op 23 en 13 cm plaats, tegenwoordig is de 3 cm band door het beschikbaar komen van microgolf materiaal (zoals 11 GHz LNB's) inmiddels ook een druk gebruikte amateurband. Door de eenvoud van de gebruikte zenderschakelingen en de simpele wijze waarop een 11 GHz-LNB gemodificeerd kan worden voor 3 cm is de 10 GHz band voor veel amateurs ook binnen handbereik gekomen. Even een GaAs FET oscillator met DRO bouwen en men heeft een eenvoudig zendertje. Voor de freaks is er meer te koop en kan men eenvoudig de hele band bestrijken.

'Vergeten' band

Mede door de grote drukte op de bovengenoemde amateurbanden wordt er driftig geëxperimenteerd met andere frequenties. In Repeater worden regelmatig experimenten beschreven voor 24 GHz, een band waar men nog goed kan experimenteren en waar de echte zelfbouwer zijn hart kan ophalen. Als men de aan de amateurs toegewezen frequentiebanden bekijkt ziet men dat er nog een vrij grote frequentieband is waar (nu nog) nagenoeg geen activiteiten zijn. Ik heb het over de 6 cm band (5650-5850 MHz). Nu is het minder eenvoudig om iets voor 6 cm te maken dan voor 3 cm, maar met de tegenwoordig goed verkrijgbare onderdelen kan men wel iets ontwerpen.

Toekomstige publicaties

In de komende Repeaters zal ik mogelijkheden beschrijven om een compleet 6 cm station te maken. We zullen gaan beginnen met een vermenigvuldiger, die een gemodificeerde 23 cm zender met 4 vermenigvuldigt naar 5,65-5,85 GHz. De stuurzender moet afstembaar zijn van 1410-1460 MHz. Op dit ogenblik is er een prototype met een uitgangsvermogen van 300 mWatt. Dit prototype lijkt veel op de vermenigvuldiger die ik reeds voor 10 GHz beschreven had (Repeater 1/1999). Daarna zal ik een ontvangst converter beschrijven welke 6cm omzet naar 1,65-1,85 GHz (eventueel lager) en mogelijk later nog eens een lowcost 6 cm zendertje, welke met twee ERA2 modules is opgebouwd.

Eenvoudige beschrijving

De stuurzender (zie figuur 1) maakt een signaal op ongeveer 1450 MHz. Dit signaal wordt in een vermenigvuldiger in twee

Current ATV activities mostly take place on the 23, 13 and 3 cm bands. Since these bands have limited bandwidths, and the number of amateur-TV stations is increasing, there are an increasing number of areas where interference will occur.

Formerly activities were focussed on 23 and 13 cm, but due to microwave equipment becoming readily available (11GHz LNB's for instance), the 3cm band is becoming increasingly popular. Since cheap and simple circuits can be used for WBFM on 10GHz and 11GHz LNB's can be modified easily, the 3cm band is well within reach for many amateurs. Simply construct a GaAs FET oscillator with a DRO, and the cheap and simple transmitter is operational. Freaks can build more extensive transmitters and cover the entire 3 cm band.

Barely used

Due to the (over) population of 23,13 and 3 cm experiments on other bands continue. Repeater regularly publishes experiments/designs for 24 GHz, a band which is very suitable for experiments. A band for the true home-builder. Taking a closer look to the frequencies assigned to amateurs, we see a frequency range which is barely used. I'm referring to the 6 cm band (5650-5850 MHz). Constructing 6cm systems is not as easy as it is on 3 cm, but with current, readily available components, it is possible to design a few things.

Future publications

In the upcoming issues of Repeater I will describe the possibilities to construct a complete 6cm station. We will start with a quadrupler, which multiplies a 23cm signal into the frequency range of 5.65-5.85 GHz. The transmitter has to be adjustable in the range of 1410-1460 MHz. Currently a prototype delivering 300 mW is available. This prototype is similar to the 10GHz multiplier I described earlier. Next, I will describe a converter which will convert 6cm signals to 1.65-1.85 GHz (lower if desired). And finally I may describe a low-cost 6 cm transmitter, consisting of two ERA2 MMIC's.

Simple description

The transmitter outputs a signal on 1450 MHz. This signal is multiplied by four in two stages. The resulting signal has a frequency of 5800 MHz. This signal is amplified in two GaAs FETs. The final stage with an MGF1601 delivers approximately 300 mW. This is sufficient power to establish a transmission, but for those who

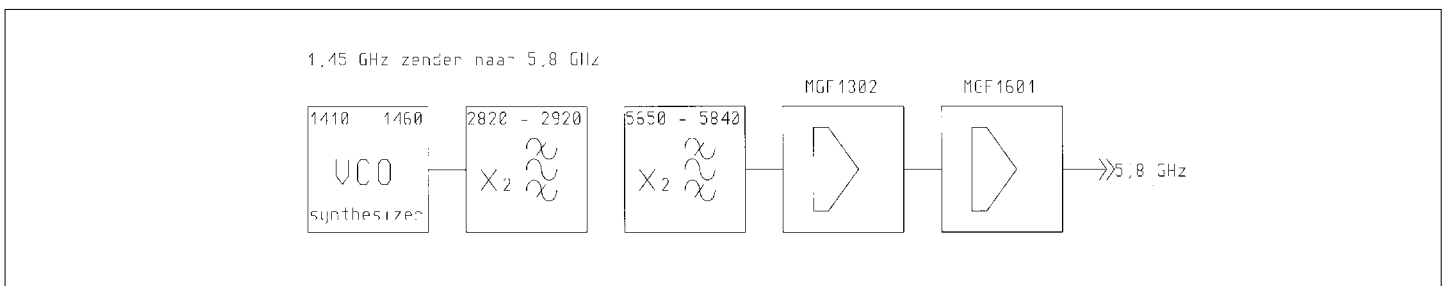


Fig.1

stappen met vier vermenigvuldigd naar 5800 MHz. Dit signaal wordt in twee GaAs FET's versterkt. De eindversterker met een MGF 1601 levert ongeveer 300 mW. Dit is ruim voldoende om verbindingen mee te maken, maar voor wie meer wil, er zijn eindtrappen voor meer vermogen te koop.

Bij de ontvangst converter (figuur 2) wordt het HF signaal in een GaAs fet (HEMT) versterkt, waarna een bandfilter en een tweede versterker met een ERA2. Dit versterkte signaal wordt aan een mixer aangeboden, terwijl op de andere mixer poort een LO, bestaande uit een stabiele 1 GHz oscillator (afstembaar) en een eenvoudige vermenigvuldiger. Het signaal welke uit de mixer komt wordt selectief versterkt en is geschikt om samen met een bestaande satelliet tuner te gebruiken als 6 cm ontvanger.

want more power, final stages can be bought commercially. In the down converter (fig.2), the RF signal is amplified in a GaAs FET (HEMT). Following the pre-amp is a bandpass filter and a second stage with an ERA2. This amplified signal is fed into a mixer, which has a local-oscillator connected to the other mixer-port. The LO consists of a stable 1GHz oscillator and a simple multiplier. The signal from the mixer goes to a selective amplifier. The output can be fed to an existing satellite receiver.

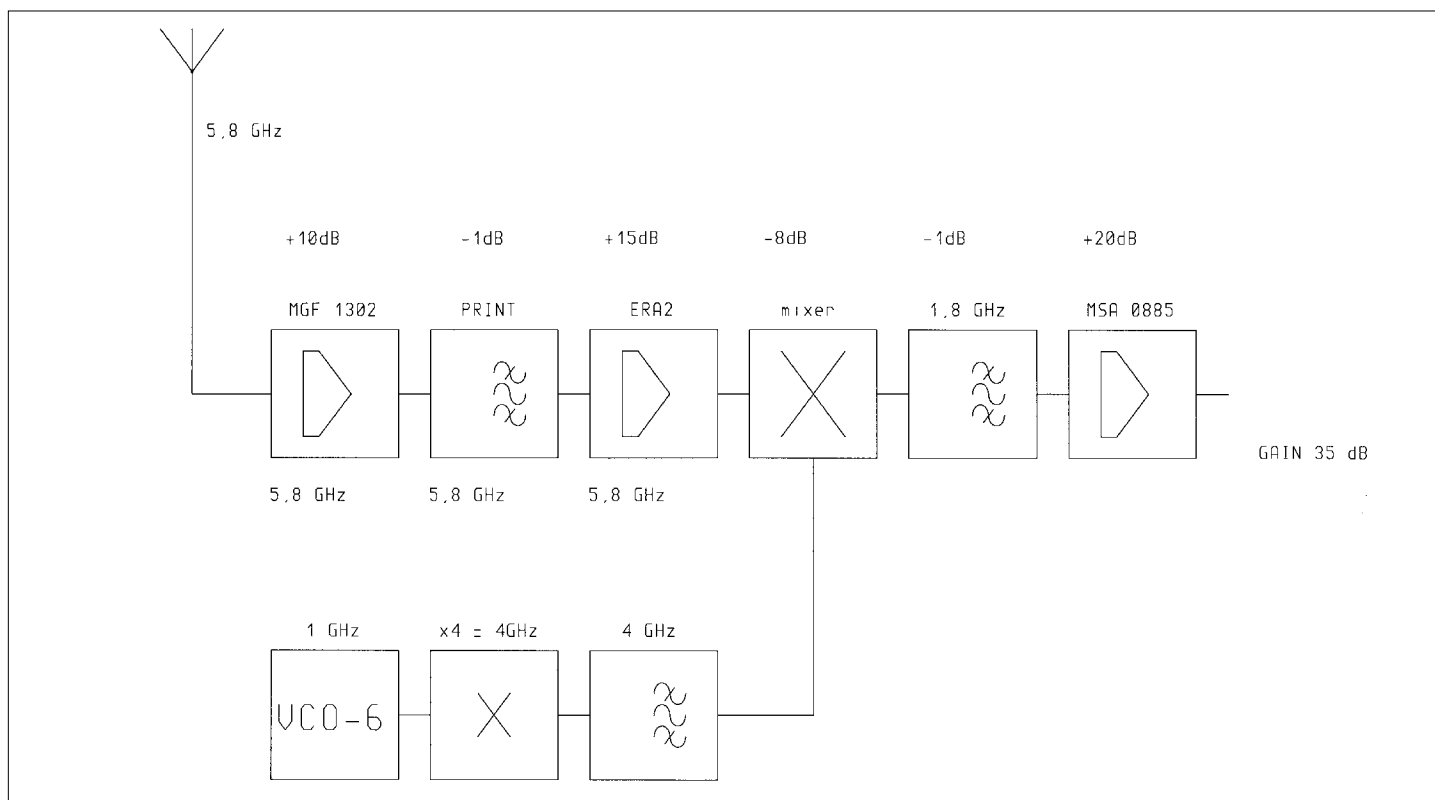
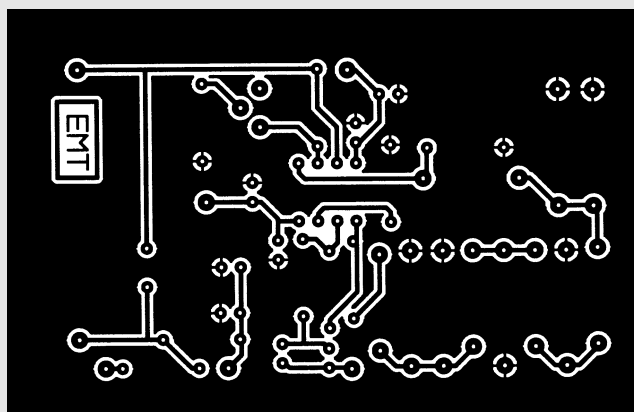
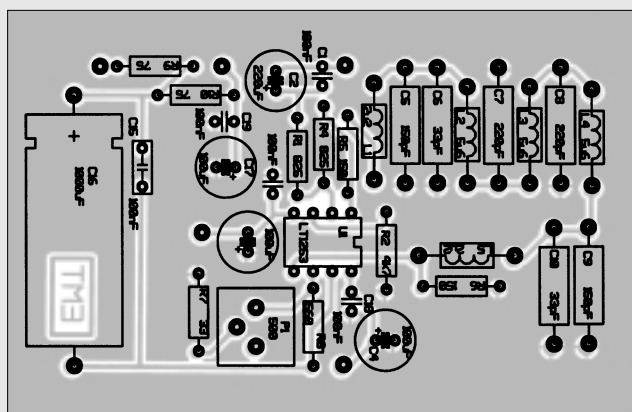
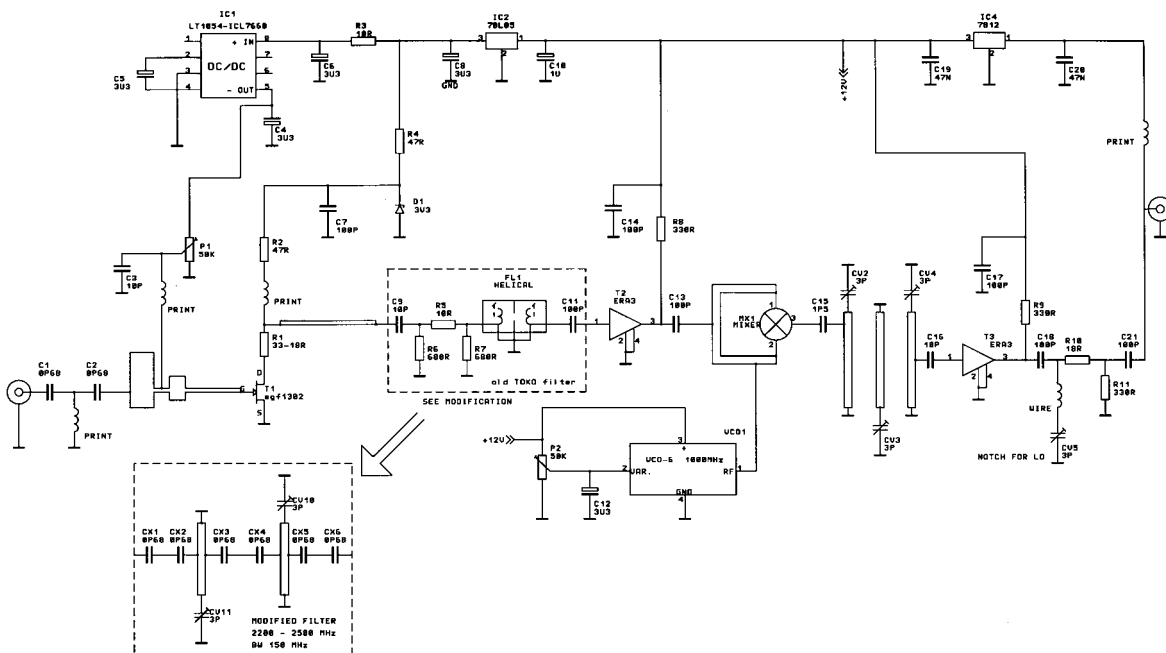


Fig.2

Van Hans Bruin, EMT, ontvingen wij een waardevolle aanvulling op het artikel over de interface voor linkverbindingen betreffende de componentenopstelling en print lay-outs. Hieronder staan de print lay-out en componenten van de uitvoering met een symmetrische voeding, Terwijl op bladzijde 23 de uitvoering met een asymmetrische voeding afgebeeld staan.



Van Rene Stevens, PE1CMO, ontvingen wij nieuwe lay-outs van de 13 cm converter die in Repeater 1/2000 gepubliceerd is. De reden voor de verandering is de enorme prijsstijging van de toegepaste bandfilters. Het bandfilter is vervangen door een microstrip bandfilter, dat enige wijzigingen in de print lay-out tot gevolg had.



DATV, de stand van zaken

Digital ATV

Uwe E. Kraus, DJ8DW

(from TV-AMATEUR 117 and CQ DL 9/2000) English translation: Klaus, DL4KCK, AGAF e. V.

Tijdens HAM Radio 2000 in Friedrichshafen werd digitale ATV gedemonstreerd. In dit artikel de stand van zaken en toekomstige ontwikkelingen van de DATV werkgroep.

Er werden gedurende de hele dag op 434 MHz live beelden uitgezonden vanaf de DARC stand met een 10 mW zender. DF2DS, DJ3DY en DC5QC waren aanwezig om de vragen van de vele geïnteresseerden over de zendapparatuur te beantwoorden. Op 20 meter afstand was de ontvangstinstallatie opgesteld. Daar waren DJ8VR, DJ1CU, DL4KCK, DC6MR en DJ8DW aanwezig om vragen over de gebruikte ontvangstapparatuur te beantwoorden. Op twee kleurenmonitoren waren zowel het real time beeld als het ontvangen beeld door de vele Duitse als buitenlandse amateurs te bewonderen. Hoogtepunt van de eerste dag was het bezoek van het hoofdbestuur van de DARC met in hun gezelschap vele prominente gasten.

Huidige DATV techniek

De tweede generatie apparatuur is afgebeeld in het blokschema op bladzijde 31. Een camcorder geeft een PAL-sigitaal af aan een PAL/MPEG converter, die een MPEG2 signaal genereert met een bandbreedte van 2 Mb/s (inclusief Forward Error Correctie). De effectieve bandbreedte bedraagt ongeveer 1,2 Mb/s, de rest van de datastream wordt gebruikt voor FEC en adaptieve datacompressie. Niet erg efficiënt, maar de toegepaste MPEG-encoder chip staat zonder enorme inspanningen geen betere oplossing toe. De chip genereert geen volledige MPEG2-stream; de zogenaamde B-frames ontbreken. Bij de verdere ontwikkeling van het DATV systeem streven we naar een betere videokwaliteit door een verbreding van de overall data rate.

De GMSK coder bestaat uit een digitaal deel dat afhankelijk van de ingangs bitstream en een daarop volgende -nog analoog werkende- I/Q modulator waaruit uiteindelijk een GSMK signaal op 36,2 MHz voortkomt. Deze middenfrequentie is gekozen vanwege de verkrijgbaarheid van SAW-filters met een bandbreedte van 2 MHz, die voor de ontwikkeling van DAB gebruikt zijn. Ter verbetering van de selectiviteit zijn twee filters gebruikt die met behulp van buffers gecascadeerd zijn. Met de hierop volgende mixer wordt via ondermenging met een oscillatorsignaal op 470,2 MHz het uiteindelijk zendsignaal op 434 MHz geproduceerd. Na een helix filter blijft 10 mW over, dat echter voldoende is om de 10 Watt eindtrap aan te sturen.

Bij de ontvanger wordt gebruik gemaakt van afgestemde 1/4 golf kringen tussen de voorversterker en de mixer (SBL1X). verder zijn er voor een hogere selectiviteit SAW-filters opgenomen in het frontend en tussen de mf-trappen. In de mf-versterker worden twee gecascadeerde versterkers met ingebouwde FM-demodulator gebruikt. Een comparator zorgt ervoor dat vanuit het gedemoduleerde signaal de seriële datastream om van daaruit met behulp van een 16 MHz PLL signaal het bijbehorende 2 MHz clock-sigitaal te verkrijgen. Voor de foutcorrectie en het genereren van een PAL-sigitaal werd gebruik gemaakt van een set top box (DVB-S). Hiervoor was het nodig dat het signaal opnieuw gemoduleerd werd in een QPSK-draaggolf op 1152 MHz. De set top box moest in staat zijn signalen met een bitrate van 1Mb/s te

During HAM Radio 2000 fair in Friedrichshafen, Germany, we had a live Digital ATV demonstration. This text describes present and future developments of the DATV working group.

All day long we transmitted a camera view in hall 9 at the DARC-Distrikts stand with 10 mW into an eleven element yagi antenna on 434 MHz with 2 MHz hf bandwidth. DF2DS, DJ3DY and DC5QC supervised the transmitter devices and answered on questions from many interested visitors. The receiving devices were installed in hall 9 too about 20 m away at the AGAF stand. There DJ8VR, DJ1CU, DL4KCK, DC6MR and DJ8DW cared for equipment and visitors. Two colour TV monitors showed the scene at the camera side in realtime, and many german as well as foreign radio amateurs payed much interest. The highlight of the first day was a visit by the DARC administrative committee accompanied by prominent guests.

Present DATV technology

The second generation transmitter and receiver devices are shown in the block scheme on page 31. A video camcorder supplies a PAL signal to the PAL/MPEG converter where a MPEG-2 transport stream with 2 Mb/s is produced including FEC (error handling). The effective usable data rate is varying around 1,2 Mbit/s, the rest is FEC and adaptively added stuffing packets. This is insufficient but the used single-chip MPEG encoder does not allow a better solution without huge additional effort.

The chip produces only a variable data rate elementary stream without full MPEG-2 standard elements (no B-frames). The next development steps will add better video quality maintaining the overall data rate.

The GMSK coder comprises of a digital part supplying the I- and Q-signals depending on the input bitstream and a following analog I/Q modulator that produces the GMSK signal at 36,2 MHz. This IF was chosen in order to use commercially available SAW filters with 2 MHz bandwidth deriving from the Digital Audio Broadcasting (DAB) development. For steeper filtering edges and better selectivity two filters with buffers are cascaded. A step-up-mixer with a SBL1X converts the IF signal to 434 MHz with the aid of a 470,2 MHz oscillator. Next is a helical-filter bandpass PA producing 10 mW on 50 Ohm, and a 30 dB power modul with 10 W output is useful for middle range tests or driving bigger PA's.

The receiver uses $\lambda/4$ tubular tuned circuits at the input and between preamplifier and mixer (SBL1X). As IF stages two limiter/FM-demod ICs are used with SAW filters in front and between them. From the demodulated signal a slicer produces the serial data stream and a 16 MHz crystal PLL with divider the appartaining 2 MHz clock signal. For error handling, MPEG decoding and PAL signal processing a commercial settop box with digital satellite TV standard (DVB-S) is used. Therefore the received serial MPEG-2 transport stream is remodulated on a 1152 MHz carrier as narrow band QPSK modulation (SCPC).

The settop box must be able to process a symbol rate of 1 Megasymbol/s where some devices have difficulties because of

verwerken. Vrijwel alle huidige verkrijgbare ontvangers (meestal minimaal 2Mb/s) kunnen vanwege de faseruis van de interne oscillator die lage bitstream niet aan. Alle modules zijn bij het experiment opgebouwd in Euroformaat print. Het verwerken van het digitale signaal vond voornamelijk plaats in programmeerbare IC's.

De derde generatie

De veranderingen bij de derde generatie modules vonden voornamelijk plaats in de zendermodules. Er wordt uitgegaan van een nieuw concept: compact, goedkoop en zelfbouw zeker. De belangrijkste unit (Euro-formaat) verzorgt nu een MPEG2 transportstream met een vermogen van 10 mW op 434 MHz. Gedachtenwisselingen tijdens de Ham Radio hebben geleid tot het idee van het integreren van een testbeeldgenerator. In een later stadium zal een programmeerbaar opslagmedium geïntegreerd worden voor het opslaan van beelden (van 10 sec) die dan vaker uitgezonden kunnen worden.

De compactheid van de installatie is verkregen doordat op grote schaal gebruik is gemaakt van LSI. Verder hoefden doordat digitale filtering is toegepast geen SAW filters en andere extra componenten gebruikt te worden. Bij de PAL/MPEG omzetter wordt gebruik gemaakt van een IC dat ook zorgdraagt voor het omzetten van het geluid, het genereren van B-frames, MPEG1 en MPEG2 ondersteuning en de productie van de complete datastream.

De derde generatie ontvanger zal vooralsnog het oude modulaire concept behouden. De converter wordt opnieuw gebruikt en bij de mixer/oscillator wordt bij het injectiesignaal gebruik gemaakt van een kristaloscillator (geen PLL dus). Bij het middenfrequent-deel en de D/A converter wordt eigenlijk ook weinig gewijzigd; alleen tussen de mf-trap en de slicer zal een zg. channel equaliser gebouwd worden.

Tijdsdruk

Het gebruik van een set top box als MPEG-decoder en een QPSK remodulator is ontstaan uit tijdsdruk. Hier kunnen met het oog op de toekomst ook problemen ontstaan. Set top boxes zijn nu nog erg duur en de ontvangers die wel goedkoop zijn, kunnen de kleine bitrate van DATV (1 Mb/s) niet aan. Zelf veranderingen in de ontvangers aanbrengen is vanwege het ontbreken van documentatie gewoon niet mogelijk. Een mogelijkheid om die ontvangers wel te gebruiken is het vergroten van het QPSK signaal. Dit vereist echter een gecompliceerde behandeling van het signaal; zowel voor als na de decodering moeten de fouten gecorrigeerd worden. Misschien is het te zijner tijd verstandiger zelf een complete MPEG decoder te bouwen, die direct een RGB-signaal levert (eventueel in NTSC). Omdat dergelijke IC's vaak zelf al beschikken over ruim bemeten interne geheugencapaciteit heeft dit weer als voordeel dat er bespaard kan worden op de totale bouwkosten. Daarnaast zijn we dan niet aangewezen op de compatibiliteit met de DVB-standaard.

Hogere resolutie

Als we uitzenden op een amateurband met een hogere frequentie is het bandbreedte probleem niet meer zo nijpend. Er is meer ruimte om het digitale signaal uit te zenden. We kunnen daar ook met een grotere bandbreedte gaan uitzenden. We zouden zelfs tot 5 of 6 Mb/s kunnen gaan, zoals dat ook gebeurt bij digitale satelliettelevisie. Een overall datastream van 7 MB/s heeft een bandbreedte nodig van ongeveer 8 MHz. Als we deze technische ontwikkeling zouden volgen zou dat zelfs uiteraard na een overgangperiode een vervanging voor FM-ATV kunnen gaan betekenen. DATV zou meer signalen naast elkaar kunnen geven en uiteindelijk tot meer duplexverkeer kunnen leiden.

De apparatuur van de 2e en 3e generatie is al geschikt voor hogere symbolrates. De clock frequentie van GMSK-coder kan verhoogd worden, de filters in de mixers en toegepaste versterkers

their internal oscillator's phase noise. Other boxes only allow 2 Megasympols/s minimum.

Transmitter and receiver are built on modular europe-format printed circuits. Digital signal processing is done mostly in programmable logic IC's.

Third generation DATV

The next generation is formed clearly at least on the transmitter side. Here the modular concept is left in favour of a compact, cheaper and homebuilder friendlier construction. The aim is one europe-format printed circuit processing an MPEG2 transport stream and producing 10 mW hf on 434 MHz. Discussions at the HAM Radio fair especially with DJ3OI resulted in the plan for a built-in test pattern generator for long time test set-ups. After a first analysis it should be possible to integrate a programmable permanent storage device containing moving MPEG2 sequences 10 seconds long which are repeated cyclicly.

The compact and extended construction is reached by highly integrated programmable ICs, a digital I/Q modulator and digital filtering of the GMSK spectrum making SAW filters and drivers obsolete. The PAL/MPEG transcoder will be constructed with an encoder IC that includes sound coding, B-frame processing, MPEG1 and MPEG2 capability and complete transport stream processing. The third generation receiver will maintain its modular design temporary. The converter circuits are prolonged, and the mixer oscillator is crystal controlled with frequency multiplier (no synthesizer). IF, slicer and clock regenerator remain unchanged, between IF and Slicer a channel equalization is planned in addition.

Time pressure

The current solution of MPEG decoding by a settop box and QPSK remodulator is driven by time pressure and seems to be problematic in a future view. Maybe the boxes are getting cheaper, but the cheaper ones are not able to handle the low data rate of 1 MS/s. A self made improvement of the boxes internal is impossible due to lack of proper documentation. One possibility could be enlarging the received transport stream with stuffing packets producing a wider and box friendlier QPSK. This requires complicated error decoding before and standard error handling after the procedure.

Maybe it is better to use a self built MPEG-decoder in the long term with a newer MPEG decoder IC that processes the transport stream and delivers RGB or even PAL/NTSC. Such decoder IC have more onboard storage capabilities reducing the overall construction expense. The error handling could be simplified because of unneeded DVB standards compatibility.

Higher bands and data rates

The higher amateur radio bands allow transmissions with higher data rates giving a better video quality. An effective data rate of 5 or 6 Mbit/s provides the excellent quality known by digital satellite and cable broadcasting. An overall data rate of 7 Mbit/s with GMSK means hf bandwidth of about 8 MHz. Following the technological development FM-ATV could be replaced by the digital transmission concerning a transition period with both modes. DATV would allow more parallel channels and duplex traffic at the same ATV allocations in the end.

Devices of the second and third generation DATV are able to use higher data rates. The GMSK coder clock frequency can be higher, filters in step-up mixers and amplifiers and in the converter are wide enough, only the SAW filters must be exchanged against 8 MHz wide filters with 36 MHz center frequency. The wider GMSK signal on 70 cm is converted to the higher bands, the 70 cm receiver can be used as broadband receiving end.

Another modulation scheme could be QPSK, on 23 cm this would enable direct reception with a settop box provided that a DVB standard signal is transmitted. Furthermore QAM (from DVB-C

zijn al breedbandig genoeg hiervoor. Alleen de SAW filters moeten vervangen worden door 8 MHz brede typen op 36 MHz. Het bredere GMSK kan niet meer gebruikt worden op 70 cm en moet daarom geconverteerd worden naar een hogere band.

De 70 cm ontvanger kan wel als achterzet-ontvanger blijven fungeren. Een andere modulatievorm zou QPSK kunnen zijn. Op 23 cm zou dit betekenen dat een standaard DVB-ontvanger direct te gebruiken is. Ook QAM (de norm voor DVB-C voor kabelnetten) of OFDM bij DVB-T (de norm voor 'aardse' DVB-uitzendingen) is mogelijk. De laatste heeft als voordeel dat multipath effecten geminimaliseerd zouden worden. Met deze modulatie technieken kan een hogere resolutie bij een bandbreedte van 2 MHz behaald worden, maar dit vereist echter wel zeer lineaire versterkers en een zeer hoge signaal/ruis verhouding aan de ontvangstzijde.

Het lage gebruik van de amateurbanden kan averechts uitpakken. Het is belangrijk dat experimenten zoals breedbandige digitale signalen op alle banden boven 70 cm alle ruimte krijgen. Dit was ook een van de discussie onderwerpen in Friedrichshafen, waarbij gebruik gemaakt werd van een diagram met de bandindelingen boven 70 cm en het gebruik van de verschillende frequenties.

Het zou nuttig zijn om in Europa op dezelfde lijn te komen.

De OM's die onze belangen vertegenwoordigen tijdens de frequentie-onderhandelingen zouden daarmee een sterk argument hebben om amateurbanden te behouden. Gelukkig kunnen we steeds meer kennisbronnen benutten voor de ATV-norm van de toekomst. Ook onder jongeren begint het besef te leven dat nieuwe multimediale technieken een essentieel onderdeel gaan vormen van het zendamateurisme. Kennis van experts (toekomstige ingenieurs?) komt steeds meer beschikbaar voor onze hobby.

Start

De eerste overwegingen om iets te gaan doen met DATV kregen we circa vijf jaar geleden. Het belangrijkste toen was de keuze

cable networks) and especially OFDM from DVB-T (terrestrial digital TV) are possible, the latter reducing problems with hf multipath reflections. These modes allow data rates of several MBit/s in 2 MHz hf bandwidth but require very linear amplifiers and higher signal to noise ratios at the receiver frontend.

Low usage of amateur frequencies will produce desire otherwise. For modern digital broadband modes like DATV suitable segments in all amateur radio bands above 430 MHz are important. This was discussed in Friedrichshafen too using a diagram with the presently allocated ATV segments from 70 to 3 cm. It would be useful to reach a european agreement on DATV frequencies on each band. OM who are advocating our interests at frequency conferences would be in a better position. Happily more and more knowledge is found that digital broadband modes will be essential working fields in a future amateur radio world. These are very suitable to get young people into modern communication and multimedia technology and direct their interest to appropriate engineering careers.

Starting and Testing

First considerations and experimental tests on Digital ATV began about five years ago. Most important was the appropriate modulation for the starting period, and GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) was chosen. GMSK is successfully used with mobile phones (GSM), it has a compact spectral density and a constant amplitude even after band-pass filtering. Similar to FM an effective power output is possible with class-c amplifiers. Demodulation in the receiver is simple with an FM demodulator, a costly coherent demodulation would give 3 dB more. A GMSK disadvantage is the relative low data rate of 1 bit/s per Hertz bandwidth. Until now experiments took place only on 70 cm (433-435 MHz), this band is interesting for propagation tests (long distances without repeaters). Antennas give much gain here with moderate dimen-

van de juiste modulatievorm in de aanvangsfase. Gekozen werd voor GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying). GMSK werd succesvol gebruikt bij GSM, had weinig bandbreedte nodig bij een constante amplitude (zelfs na bandfiltering). Voor eindtrappen konden klasse C versterkers gebruikt worden, net als bij FM. De demodulatie is eenvoudig met een FM-demodulator (professionele GMSK demodulators zouden bijna 3 dB meer kosten). Een nadeel van GMSK was de lage bitrate van 1b/s per Hertz bandbreedte. Tot nu toe vonden de experimenten vooral plaats op 70 cm vanwege de propagatie op deze band. Antennes geven een acceptabele versterking, de kabeldemping is niet zo groot en wat zendvermogen is simpel gemaakt. De gebruikte 2 MHz bandbreedte geeft andere gebruikers nog voldoende ruimte op 70 cm. Andere modes kunnen naast DATV toegepast worden op 70 cm, uiteraard afhankelijk van de persoonlijke belangstelling en mogelijkheden hiervoor. AM-TV nam bijna de hele 70 cm band in beslag!

Standaardisatie

Voor de compressietechniek is gekozen voor MPEG1 en MPEG2 omdat deze compressietechniek al in veel consumentenelectronica gebruikt werd. Dat betekent dat gebruik gemaakt kan worden van goedkopere chips. Bij de eerste tests werd de nadruk gelegd op de modulatie-techniek en de propagatie effecten. MPEG1 bestanden werden vanaf een VideoCD via een speciaal hiervoor geconfigureerde PC naar de digitale modulator gestuurd en opgeslagen via een ontvangerkaart in een vergelijkbare computer en daarna opgeslagen op een harde schijf. Een MPEG1 decoder kan het beeld via een PC weergeven op een beeldscherm. Deze modules waren werkend te zien tijdens HAM Radio 2000. De eerste uitzendingen vonden plaats in de directe omgeving, waarbij succesvolle ontvangst tot 100 km mogelijk bleek (80 W in gestackte 19 el.yagi's). De ontwikkeling van DATV werd mogelijk gemaakt door de DARC, AGAF en enkele andere sponsors en is opgepakt door de DATV werkgroep. Inmiddels zijn er vier DATV-stations binnen een jaar gerealiseerd. De bevindingen van DARC district O werden gerapporteerd tijdens de HAM Radio.

sions, cable losses are relative low and middle range power output is produced easily. 2 MHz bandwidth for DATV on 70 cm gives sufficient space for other modes, each of them has equal rights and is used by amateurs according to their personal liking and possibilities. AM-ATV on 70 cm covering most of the band has no future any more.

Standardisation

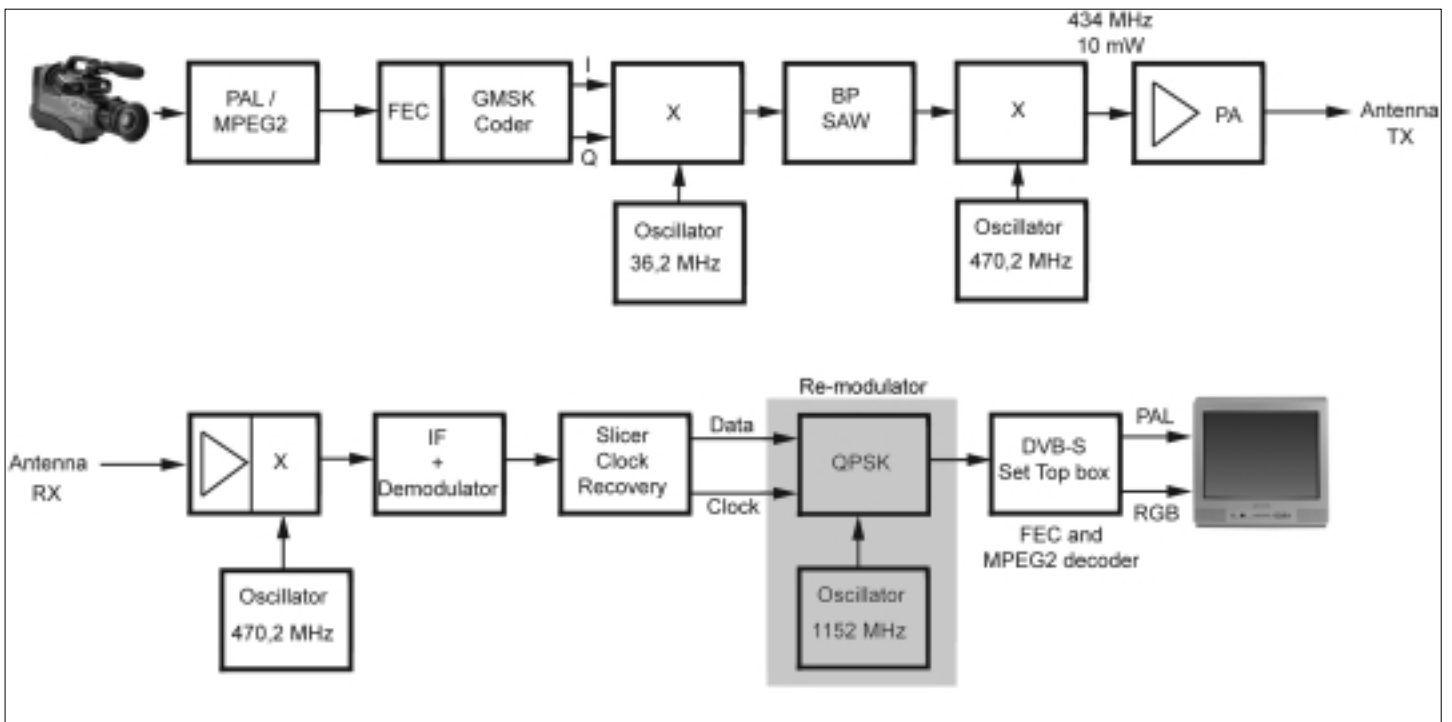
For data compression MPEG1 or MPEG2 was chosen because of worldwide standardisation and in view of cheap ICs for coding and decoding from consumer electronics. So the first generation DATV was developed setting an emphasis on evaluations of the digital modulation and of propagation effects. MPEG1 data files were sent from a Video-CD through a specially developed PC slot card to the digital modulator and stored at the receiving end through a similar slot card on the PC hard disk. An MPEG1 software decoder displayed the video on the PC monitor. These devices were shown and explained in a lecture at the HAM RADIO 1999. First successful transmission tests were performed in the nearfield aerea, over 50 km and at last over 100 km (with 80 W and stacked 19 element yagi antennas). The development got speeded by support coming from DARC, AGAF, DARC districts G, L, O and R, some private sponsors and by foundation of the DATV working group in december 1998. Four D-ATV stations should be built within a year and used for tests by the district teams, and they were distributed in time in december 1999. Hermann, DF2DS, reported results of the field trials in district O in his lecture at the HAM Radio 2000 fair.

References:

- (1) Projektgruppen DATV gegründet: Uwe Kraus, DJ8DW, CQ DL 2/99, S. 92
- (2) Modulares DATV-Konzept läuft: Uwe Kraus, DJ8DW, CQ DL 11/99, S. 904

Internet info:

<http://www.darc.de/distrikte/g/datv/datvindex.html>



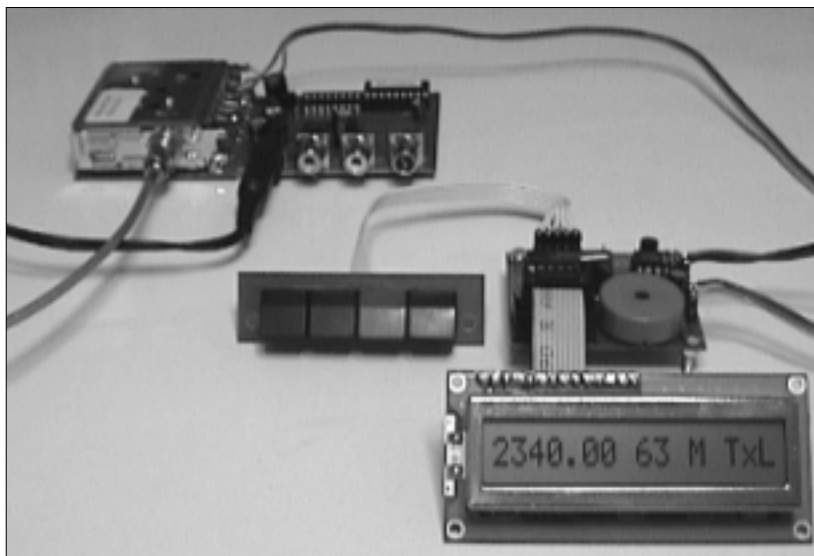
Blokschema DATV modules

Uni13P controller voor LPD's

Uni13P controller for 13cm LPD's

Mijo Kovacevic, S51KQ

Enkele jaren geleden kwamen verschillende bedrijven met LPD's voor 2,4 GHz, die bestemd waren voor de draadloze transmissie (binnenshuis) van beeld en geluid. Deze modules waren qua formaat (slechts 6 x 5 x 1,5 cm) vergelijkbaar met TV en SATV tuners en kwamen voor verschillende frequenties op de markt: 900 MHz, 1,2 GHz en nu dus ook 2,4 GHz.



A few years ago a number of companies started to trade in 2.4 GHz LPD wireless modules for low power audio & video home (room to room) transmissions. These modules (measuring only 6 x 6 x 5 x 1.5 cm) are similar to TV or

SATV tuners. They are available world-wide in different frequency versions (900 MHz, 1.2 and 2.4 GHz).

Oorspronkelijk werden de modules geproduceerd door Comtech in Taiwan (<http://www.bstuner.com.tw/fm.htm>). De zendermodule bevat een complete PLL gecontroleerde zender met een stereo audiomodulator met audiocarriers op 6 en 6,5 MHz. De ontvangstmodule bevat een compleet PLL-frontend met basisband FM-demodulator, echter zonder geluiddemodulatie. Hiervoor moet een extra demodulator gebruikt worden met de benodigde filters.

Voor het toepassen van de modules hoeven eigenlijk alleen maar een voeding en een microprocessor besturingsunit toegevoegd te worden. Bij de ontvangstmodule moet een extra demodulator gebruikt worden voor de audiocarriers. Complete boards met de modules zijn wereldwijd goed verkrijgbaar. Ze zijn ook kant-en-klaar verkrijgbaar in plastic behuizingen voor plug-and-play binnenshuis. Deze uitvoeringen zijn echter beduidend duurder dan de kale boards.

De complete boards zien eruit zoals weergegeven in figuur 2 en 3 en zijn het laagst geprijsd verkrijgbaar (met additionele controller boards) bij Matco in de VS (<http://www.mat-co.com>), en EzATV (<http://4atv.com/index.htm>) en in Europa bij Wimo in Duitsland (<http://www.wimo.com>), Picotronic (F1GE) in Frankrijk (<http://hometown.aol.com/atv13cm/myhomepage/index.htm>) en Infracom in Frankrijk (<http://www.infracom-fr.com/index.html>). Links zijn te vinden op mijn homepage, als ook een link naar het UNI13P project.

Een tijdje geleden kwam een van mijn kennissen (S56EJL) met de modules bij me met het verzoek een externe controller te ontwikkelen voor ATV-toepassingen. De modules waren afkomstig uit Amerika. Ik had slechts een paar tot mijn beschikking, dus ik was in eerste instantie erg terughoudend hiervoor; het zou me toch gauw een paar weken kosten voor de ontwikkeling van de controller. Een paar maanden later ontdekte ik ook andere bedrijven op Internet die met vergelijkbare modules op de markt kwamen. Stefan, DC5MPC, zond me informatie van Wimo die in Europa de modules verhandelde. Het oorspronkelijke idee de modules te

Originally, the modules were made by Comtech (<http://www.bstuner.com.tw/fm.htm>). The transmitter module incorporates a complete PLL transmitter with video modulator and stereo sound modulator with subcarriers on 6.0 and 6.5 MHz. The receiver module incorporates the complete PLL HF part of the receiver with main baseband FM demodulator, but without sound subcarriers, which must be extracted externally using a simple filter and demodulator.

For practical use of these transmitters and receivers a power supply and microprocessor based controller is required (as they are primarily intended for domestic use without the need for a special radio licence), also for the receiver a demodulator is needed for the audio subcarriers. They are generally available on the world market in similar forms to figures 2 and 3, but such versions are not really suitable for Radio Amateurs. The main reason for this is that the original microprocessors are pre-programmed with 4 fixed ISM (LPD) channels which are not within the 13cm HAM radio band. These units are available from a number of companies (using the same modules) in some attractive plastic housings designed for domestic use. However buying the units in these PVC housings puts the price up to at best twice and in some cases triple.

Bare modules as seen on figures 2 and 3 (with additional controller boards) are available, with the best prices in USA from MATCO Inc. (<http://www.mat-co.com>), EzATV (<http://4atv.com/index.htm>), and in Europe - Germany at WIMO GmbH (<http://www.wimo.com>), in France: Picotronic F1GE (<http://hometown.aol.com/atv13cm/myhomepage/index.htm>) and Infracom (<http://www.infracom-fr.com/indexg.html>).

Direct links for all of these pages are available on our web page, in the Hardware sub area. The UNI13P project is also to be found on the same page.

A few months ago one of my friends (S56EJL) came to me with these 2.4 GHz modules (as show in figures 2 and 3) with a

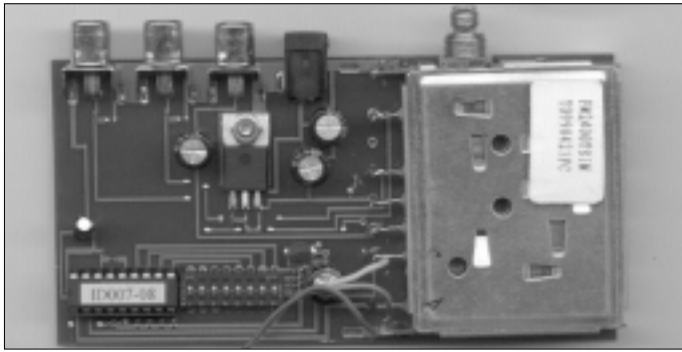


Fig.2

gebruiken voor ATV werd steeds interessanter. Het project werd gestart.

UNI13P controller

Het UNI13P controller board was in minder dan twee weken ontwikkeld, inclusief het schrijven van de software voor zenden en ontvangst op 13 cm, en daarnaast ook voor een 6 en 3 cm zender (bij gebruik van multipliers). Een week later was software ontwikkeld voor een stand alone Windows computer. Deze software en de interface zijn bedoeld om de modules te besturen via een computer, zonder dat daarvoor een eigen controller nodig is. Varianten hierop worden later in dit artikel beschreven. Op dit moment wordt verder hard gewerkt aan een 23 cm versie van deze software.

Gedurende het ontwikkeltraject maakte ik gebruik van de KISS-benadering voor de UNI13P controller (zie figuur 5) waarbij de eenvoud van gebruik en het bouwen voorop stond. Het hart van de schakeling wordt gevormd door de bekende Microchip controller PIC16F84-04. Deze controller, in DIL-behuizing, heeft een Flash geheugen. De print kon nog wat kleiner worden als ik de SMD-uitvoering van deze controller had gebruikt, echter met het oog op toekomstige software upgrades was dit niet wenselijk.

Zonder adequate software was dit project gedoemd te mislukken. Veel functies zijn daarom verborgen aanwezig in de microcontroller. De gebruiker kan zien wat er gebeurt via een 16 (of 20 karakter) LCD. De LCD werkt in 4 bit mode (de 4 MSB van de LCD). Samen met twee besturingslijnen worden er dus zes aansluitingen gebruikt voor de LCD (+ de voeding). Er is niet voldoende geheugen in de PIC aanwezig om de LCD in 8 bit mode te laten werken. De PIC werkt op een klokfrequentie van ongeveer 4 MHz met behulp van een kristal en enkele SMD's van 22 pF.

De bedieningstoetsen zijn direct verbonden met de I/O lijnen van de microcontroller. Er waren slechts 2 pull-up weerstanden nodig voor de schakelaars die gebruik maken van de ingangen RA3 en RA4. De PIC16F84 heeft weliswaar ingebouwde pull-up weerstanden, echter deze zijn alleen te gebruiken voor de B⁺poorten (RB0...RB7). Deze mogelijkheid is in de software benut om meer externe weerstanden overbodig te maken. Opvallend is dat toen ik verschillende schakelingen op het WWW nader bekeek deze mogelijkheid lang niet altijd benut is, mogelijk omdat de ontwikkelaars niet op de hoogte waren van deze optie. Zelf ervaarde ik de mogelijkheid om de interne weerstanden te gebruiken als zeer stabiel en betrouwbaar.

Om er zeker van te zijn dat er een 'schone' start van de PIC-controller is wordt gebruik gemaakt van een extern reset-circuit. De betreffende schakeling bestaat uit een PNP-transistor (BC858 in SOT-behuizing), drie weerstanden en een zenerdiode. Er wordt ook gebruik gemaakt van een piëzo-transducer, aangesloten via een 100 Ohm weerstand op de microcontroller en die soms geac-

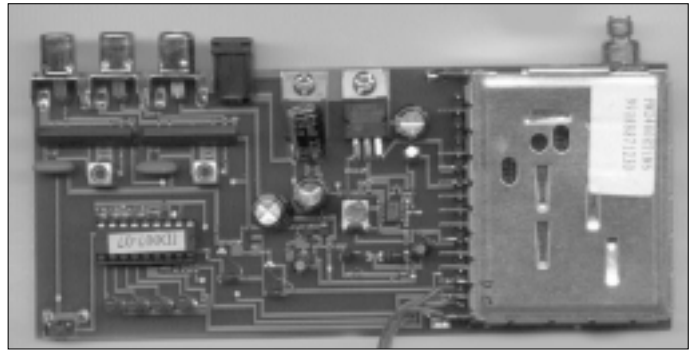


Fig.3

request to build an external controller for HAM radio ATV usage. The modules were ordered from USA, but as there was only one pair available to me at that time and development of a new controller can take a week or two I was at that point hesitant to start a new project with very limited equipment. Some months later other companies were found on the WWW with the same products. Stefan, DC5MPC sent me information about Wimo in DL who also trade the same modules here in Europe. The idea for HAM controller became more and more interesting to me, and therefore this project was started.

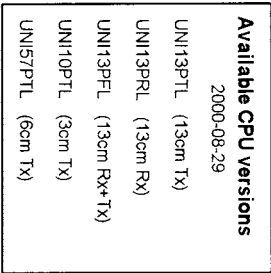
UNI13P controller

The UNI13P controller board was developed in just over two weeks including software support for a 13 cm ATV receiver, as well the software support for a 13 cm ATV transmitter, and latter for 3 and 6 cm transmitters. Over the next week the stand-alone Windows software package was developed. The Windows software and interface pack is intended for stand-alone control of both modules without the need for a UNI13P hardware based module controller. There are further details of all variants at the end of this article.

During the development stages I adopted a KISS approach to the UNI13P controller (figure 5) keeping in mind ease of build and use. The project was named as UNI13P as it is similar to other projects using my UNIPLL board. The heart of this new project is the now well known microcontroller manufactured by Microchip Technology Inc. The PIC 16F84-04, in DIL form, with FLASH program memory area. Yes, the PCB could be smaller if we adopted the use of the SMD version but this would complicate future software upgrades using a parallel professional Programmer.

A project of this nature is useless without adequate software, therefore all major functions are 'hidden' in the software inside the microcontroller. The user status monitor is a single line (or dual line) 16 or 20 character LCD. The LCD is connected in 4 bit mode (4 MSB of the LCD) along with two control lines making a six wire (plus power) connection to the LCD. There is not enough free I/O lines on the PIC (or the need to) run the LCD in 8 bit mode. The PIC16F84 runs on a 4.00 MHz clock, with the help of an external crystal and two 22 pF SMD capacitors, connected to ground.

The keyboard is connected directly onto microcontrollers I/O lines. There are only two external pull-up resistors needed on the push-buttons connected to RA3 and RA4 inputs. The PIC16F84 microcontroller has its own internal pull-ups on port B only (RB0...RB7). These pull-ups are switched ON in software, eliminating the need for external pull-up resistors. By reviewing various PIC projects on world wide web though it can be seen that many designers are not aware of this facility, or simply don't know how to use internal pull-up's. I have found the internal pull-ups on this microcon-



Title										
Universal CPU board for 13cm MATCO ATV RX / TX PLL										
Size										
Document Number Mjlo Kovacevic, S51KQ http://ea.hamradio.si/~s51kq										
Date										
Tuesday August 29, 2000										
Sheet					1		of		1	
Rev										
B										

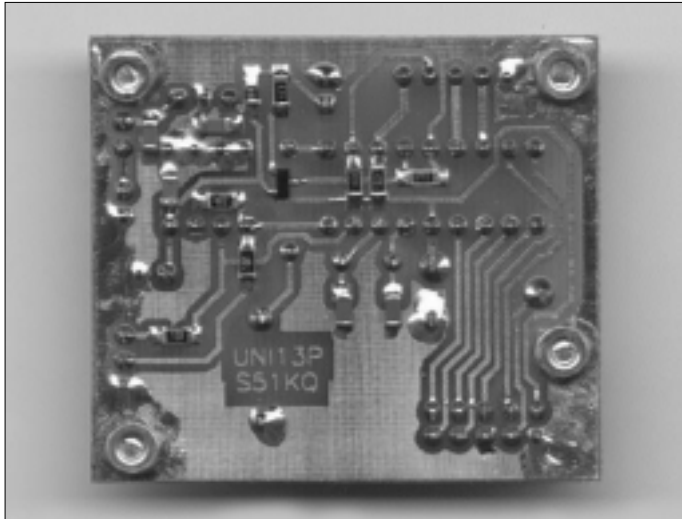


Fig.7

teraf te vereenvoudigen is het handig de opschriften van de SMD-componenten alle dezelfde richting te geven (zie figuur 6). Hierna wordt de reset transistor gesoldeerd, een BC858 (met het opschrift 3J,3K of 3L) of een andere PNP SMD transistor. Als alle SMD-componenten gesoldeerd zijn kunnen de andere componenten gemonteerd worden. Gebruik voor zowel de microcontroller als de EEprom voetjes met gedraaide contacten. Een SIL-sockets zijn gebruikt voor het aansluiten van het bedieningspaneel, de I2C bus en de voedingsspanning. De connector is een standaard IDC-type, waarop een female uitvoering op een stukje flat-cable gemonteerd kan worden. De PIN-benummering van de connectors wijzen indezelfde richting als die op de LCD. Het 4 MHz kristal kan eventueel vervangen worden door een (2 draads) 4 MHz resonator om kosten te besparen. De software in de microcontroller vereist geen nauwkeurige en stabiele clockfrequentie.

In gebruikname

Na de soldeerklus kan de print gereinigd worden met behulp van een borsteltje en geschikte vloeistof (Fluxclean). De print zal hierna waarschijnlijk nog even gedroogd moeten worden, bijvoorbeeld met een haarföhn. Nu kunnen we nog een laatste controle uitvoeren op het plaatsen van de componenten. Als iedere component op de juiste plaats en op de juiste manier gesoldeerd is kunnen de LCD en het bedieningspaneel op de print aangesloten worden. Neem in de voedingsspanning een stroommeter op. Het stroomverbruik mag (met LCD-backlight) niet meer dan 20 mA bedragen. Zonder backlight bedraagt is het stroomverbruik ongeveer 6 mA. Als het stroomverbruik hiervan afwijkt is er dus iets aan de hand met de schakeling en moeten we alles nog een keer goed controleren. Let op! De aansluitingen van de 78L05 zijn tegenovergesteld aan die van een 7805. De ingang zit rechts. De juiste opstelling van de 78L05 is goed te zien op de componentenopstelling (figuur 5).

Als de schakeling onder spanning is gezet kunnen we op de LCD een openingsmelding lezen, die gevolgd wordt door de frequentie, de mode (VFO/memory), nummer geheugenplaats, en rechts op de LCD de status van de PLL-lock (figuur 7). De allereerste keer zal de frequentie niet correct zijn, omdat de EEprom nog niet geïnitialiseerd is. Het initialiseren kan als volgt gebeuren. Zet de UNI13P module uit en hou de F-toets ingedrukt. Zet hierna de UNI13P-module weer aan en wacht tot in de LCD de melding 'EEprom Init' of 'Init E' te zien is. Laat dan de F-knop weer los.

Software

Het gebruik van de software komt overeen met die uit mijn vorige projecten (UNIPLL, ATVRX2). UNI13P beschikt over 64

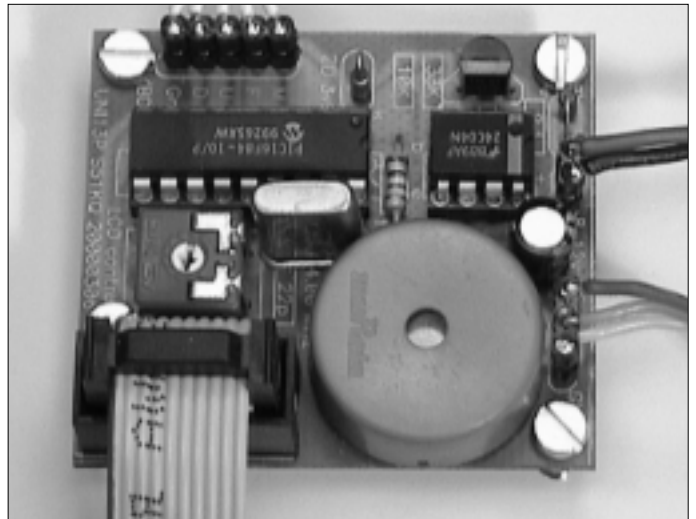


Fig.8

numbers on the IDC connectors are pointing in the same direction as numbers on LCD connector. The 4 MHz crystal can be replaced with a 4 MHz (2 wire) ceramic resonator in order to reduce costs. The software inside the microcontroller don't need an exact and very stable clock, therefore the ceramic resonator will do the job.

First run of UNI13P

The finished (soldered) PCB should be cleaned with brush and proper liquid (Similar to 'Fluxclene') and if required dried with hair drier. Next SK10 spray (or other conformal coating) is used to protect the soldered joints on the PCB. It is now time for a final error check of the PCB, and if all is well, the PCB can be connected complete with the LCD and keyboard, plus a +12v power supply (via an Ammeter). The maximum current that is allowed (LCD with LED backlight on) is below 20 mA. Without The LED backlight the current should be approximately 6 mA. If the current exceeds these readings, then something is wrong. Attention: The 78L05 has its input on the right-hand side, and output on left (Opposite to a 7805)! The correct position is printed on the printed circuit board (see figure 5), The signature on the 78L05 should be facing the Piezo transducer.

After the unit is powered the welcome message will be displayed, followed by the frequency, mode (VFO/memory), memory number, and the PLL Lock state on the right (figure 7). On the first run the frequencies will be false, as the EEPROM was not initialised. This can be done with the following Power on function: Turn the UNI13P module OFF, push and hold down the "F" button, then turn the power to the module ON, wait until a message EEPROM Init..." or 'INIT...' to be displayed on the LCD, now release the "F" button and wait for the process to end.

Software

Using this software is very similar to my previous ATV projects (UNIPLL, ATVRX2). The UNI13P is provided with 64 user selectable memories, with one VFO with a frequency step of 250 kHz (on 13cm). There are some other 'hidden' Power_ON functions built in, these are: "DOWN+Pwr ON", The software identification with software version and date will be displayed. "UP+Pwr ON" to change the used display type (single line/ double line). MR/MW+Pwr ON" to toggle between RX and TX mode in UNI13PFL RTX software, only! At beginning there was no free space for sound routines in the RX program area of the microprocessor (UNI13PRL). RX software is extended with IF mathematical routines, and there was not a single free byte left for anything., until I optimized and build in some new routines.

The supply voltage for UNI13P board can be now delivered from

geheugenplaatsen en een VFO met afstemstapjes van 250 kHz. Er zijn enkele functies verborgen ingebouwd. Zo kan door het tegelijkertijd indrukken van UP + PWR ON het type display (1x16, 2x16) opgegeven worden. Met DOWN + PWR ON kan informatie over de software opgeroepen worden en met MR/MW + PWR ON kan de software ingesteld worden voor alleen RX, alleen TX of RTX. In het begin was er in de RX-software geen ruimte voor geluidafstemming. De RX software is inmiddels uitgebreid met een IF-offset routine. Door het schrijven van nieuwe routines is er weer wat ruimte vrij gekomen in de controllerruimte.

De voedingsspanning voor de Uni13P kan verkregen worden van de LPD-boards. De I2C aansluiting van de LPD's moet verbonden worden met die van de UNI13P. daarvoor moeten de oorspronkelijke (vierdraads) aansluiting op de LPD-boards losgemaakt worden. Daarvoor in de plaats moet een driedraads kabel vanaf de UNI13P. Als alles correct aangesloten is, zal de LPD direct werken met de nieuwe besturing. Dit kan eventueel gecontroleerd worden met behulp van een frequentieteller, spectrum analyzer en/of een signaalgenerator. Let erop dat na het uitzetten geheugenplaats 00 en de memory-mode ingesteld zijn. In de praktijk bleken de beide LPD's van Comtech te werken tussen 2000 en 2700 MHz. Als alles goed werkt kunnen de boards in een behuizing gebouwd worden. Ik adviseer een robuuste metalen behuizing (zeker als de LPD's gebruikt worden op moeilijk toegankelijke plaatsen zoals bij mij in een ATV-repeater op de top van een berg).

De AWW314-LPD's

Zoals ik eerder meldde zijn er andere fabrikanten dan Comtech die LPD's voor 13 cm op de markt brengen. Bij Conrad zijn LPD's verkrijgbaar met type-aanduiding AWW314. De LPD's zijn ondergebracht in een fraaie plastic behuizing (zie figuur 10). De aanschaf van deze complete sets brengen een risico met zich mee met het oog de UNI13P daarvoor te gebruiken. Dat was de reden waarom ik extra aandacht besteedde aan deze combinatie. De LPD's verschillen nogal van die van Comwell. Ze zijn dankzij een nieuwe versie software (versie 2.0) toch samen met de UNI13P te gebruiken. De sets blijken in de praktijk minder warm te worden. In de zendermodule wordt een SP5055S PLL gebruikt en in de ontvanger een TSA-5055T. Het zendbereik bleek slechts tussen 2329 en 2650 MHz te liggen en de PLL lockte bovendien zeer langzaam. De ontvangstmodule kon afgestemd worden tussen 2220 en 2528 MHz.

Hoe aan te sluiten?

Allereerst moet de zender volledig ontmanteld worden (zie figuur 11). Snij hierna met een Stanley-mes o.i.d. voorzichtig de printbanen naar de CPU pinnen 12 en 13 door. Soldeer nu de driedraads kabel van de UNI13P voorzichtig als volgt aan de SP5055S. De eerste draad is GND en moet verbonden worden met het chassis van de LPD. De tweede draad is voor SDA en moet gesoldeerd worden op pin 4 van de SP5055S. De derde draad (SCL) moet gesoldeerd worden aan pin 5 van de SP5055S. Als dit gebeurd is kan de complete zender weer in de behuizing gemonteerd worden en is deze klaar voor gebruik. Bij de ontvangerprint moeten de printbanen naar pin 10 en 11 van de TSA5055T onderbroken worden. Vanaf de UNI13P moet op pin 10 vervolgens de SCL-draad en op pin 11 de SDA-draad gesoldeerd worden. De GND-draad moet net als bij het TX-board weer met het chassis verbonden worden.

In het algemeen kan ik adviseren om, als je toch een AWW314 set hebt staan, deze ook te gebruiken voor onze toepassingen. Als je van plan bent een LPD aan te schaffen adviseer ik de zender boards van Comtech (Matco, Wimo) en de ontvangstboards van de AWW314 (Conrad). De zendermodules van Comtech hebben een hoger uitgangsvermogen, zijn over een groter frequentiebereik te gebruiken en de PLL lockt sneller. De AWW314 ontvangers

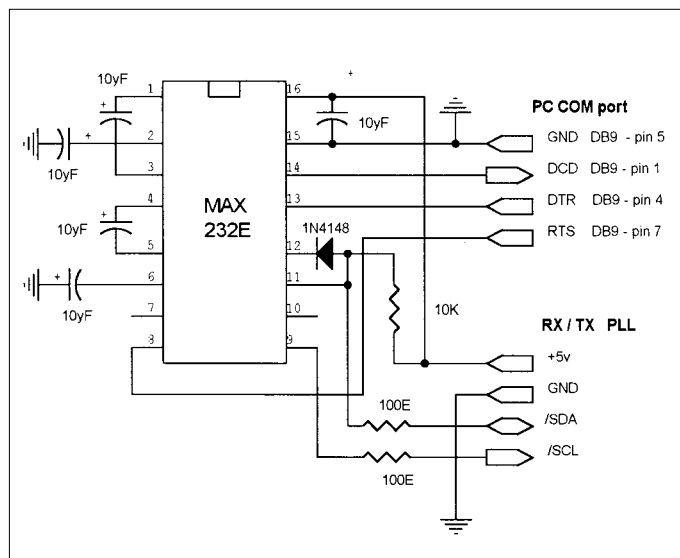


Fig.9

TX or RX module. The I²C bus should be now connected to UNI13P. First the SDA and SCL wires from original 4 channel controller must be disconnected (left open). The UNI13P I2C bus is connected with 3 wire flat cable directly on to RX or TX 2.4 GHz module. If all well, after next Power on the 2.4 GHz module will start, locked on to frequency selected on UNI13P controller.

This can be also checked using a frequency counter, spectrum analyser and HF generator. Note that after every Power on, Memory "00" and memory mode is selected. Both of the modules used in UNI13P development process were found to be operational over a wide frequency area between 2000 and 2700 MHz.

The completed device (HF module plus UNI13P controller) can be mounted in any type of box. The best type is a metal one, (especially if project is intended for use on mountain repeater site) !!. Also the LCD not need to be connected onto UNI13P all of the time. The controller will operate properly regardless of the LCD connection.

ATV13P package

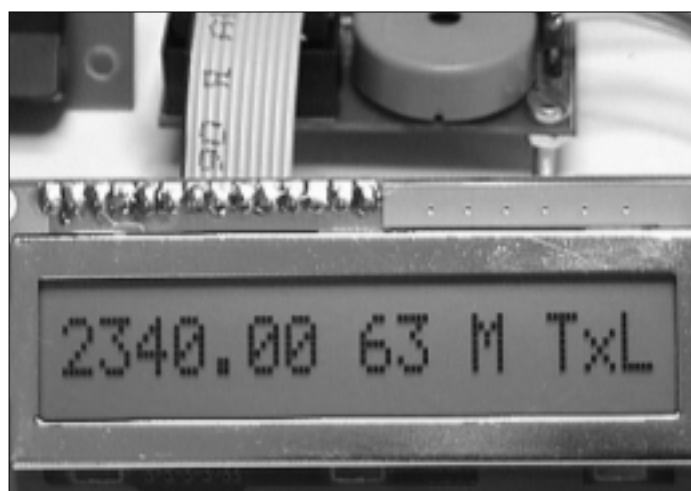
Once the UNI13P was completed, an interesting idea for a stand-alone PC software package came to me. For use with Window95 and Windows98 operating systems the ATV13P software was born (figure 8). An in depth discussion won't take place here only most important points will be presented.

This software is a bit different from my previous PC software packs. There are no drop down menus, and no extra help files. Instead there are mouse hints (short help) known from my other software packages. ATV13P is a single package for both the TX and RX modules. There are only 10 memories, plus one VFO with few predefined frequency steps: 125 kHz, 250 kHz, 500 kHz, 1 and 10 MHz. All changes in software are memorised without any special commands on software exit (Except for Memory write). A few additional functions are built in, like: I²C bus scan (search for active I²C slave devices), detect PLL Lock state. The software communicates with HF modules via a very simple RS232 / TTL interface, shown on figure 9.

The ATV13P software pack is unfortunately not freeware. It will be traded by various companies worldwide. Therefore one third of the complete package is a complex mathematical security system against unauthorised copying and distribution. A demo version of the ATV13P package can be downloaded free from our web server. The demo version is fully functional, except the I²C communications and registration were not build in. The full operational version can be obtained from the author. An new ATV13P version will be released soon, supporting 10 GHz (with help of external multiplier by 4), and 5.7 GHz (with help of



Fig.10



leken wel iets ongevoeliger dan die van Comtech, maar de beeldkwaliteit was beduidend beter (waarschijnlijk door de complexe filtering en bewerking van het basisbandsignaal).

ATV13P pakket

Toen het UNI13P project afgerond was kreeg ik het idee om de zender en ontvanger via een stand alone computer te gaan besturen. Vanuit deze gedachte was het ATV13P project voor gebruik in combinatie met Windows 95 en 98 ontstaan. Over de gevoerde diepgaande discussie omtrent de gewenste functionaliteit zal ik hier niet verder uitweiden. De belangrijkste features zal ik hierna kort beschrijven.

De software is afwijkend van de vorige pakketten die ik eerder ontwikkeld heb voor gebruik met een computer. Er is geen uitgebreide menustructuur en ook help-bestanden ontbreken. In plaats daarvan heb ik muis-hints opgenomen, iets dat ik ook al eerder toegepast heb in andere software. ATV13P is een pakket dat zowel de TX als de Rx modules kan besturen. Er zijn 10 geheugenplaatsen en de frequentie kan gewijzigd worden in stapjes van 125, 250 of 500 kHz en 1 of 10 MHz. Alle aangebrachte wijzigingen in de software zullen automatisch worden opgeslagen. Alleen bij de functie Memory write zal een opdracht gegeven worden. Er zijn enkele additionele functies in de software aanwezig, zoals een I2C scanmogelijkheid (voor het opzoeken van slaves) en de status van de PLL lock. De communicatie met de LPD-boards kan plaatsvinden via RS232 (zie ook de interface in figuur 14).

ATV13P is geen freeware. De software wordt inmiddels wereldwijd door verschillende bedrijven verhandeld. Dat is ook de reden waarom veel aandacht besteed is aan een gecompliceerde kopieerbeveiliging. Een demo-versie van de software is echter beschikbaar op mijn website. De volledige versie kan bij mij besteld worden. Een nieuwe versie van ATV13P zal ook geschikt

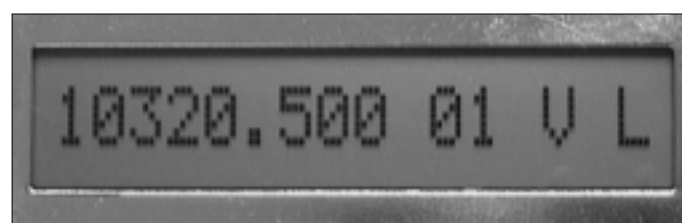


Fig 11-15

external multiplier by 2) in TX mode.

Conclusion

Both of the projects UNI13P and ATV13P were designed and built in two weeks, and few days after publishing on the WWW became real top hit project. Both are fully usable on similar 2.4 GHz wireless modules, those can be ordered from companies around the world. The transmitter module output is only approx. 20-30mW, but this is enough to drive further power amplifier stages...

The current receiving module does not run as hot as some of the older 2.4 GHz RX modules (sold by Conrad in DL). Also the receiving sensitivity is a bit better, therefore they can be successfully used for 13 cm ATV. The UNI13P hardware part is also full compatible for controlling of other S51KQ, plus S52ME ATV projects with frequency multiplication for 2.3 GHz, 5.7 GHz and 10 GHz, based on Siemens 6102-5X PLL, TSA 5055T and MT 5055 circuits. No hardware changes are needed, only the UNI13P CPU will need to be changed with a UNIPLL CPU for such project.

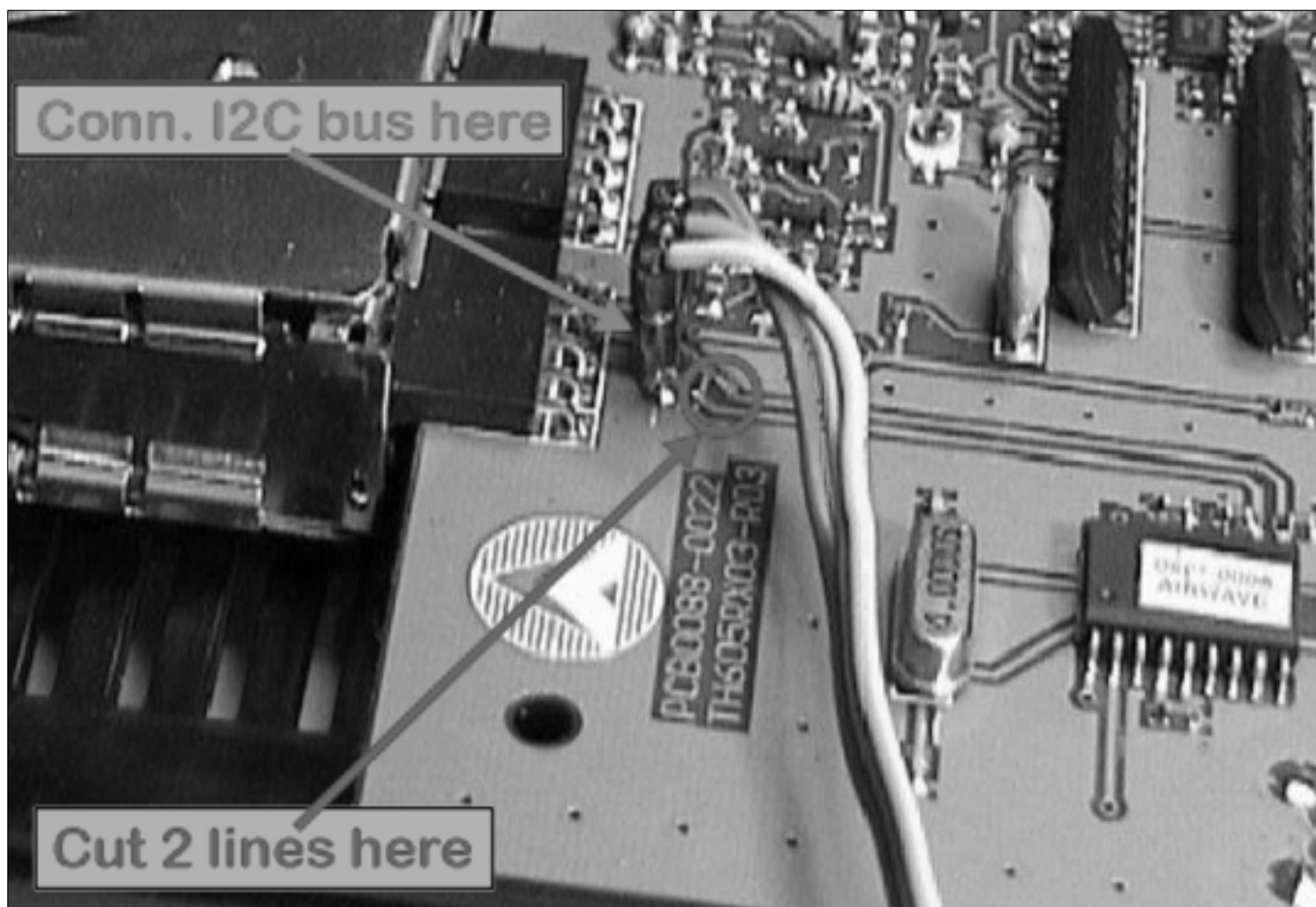
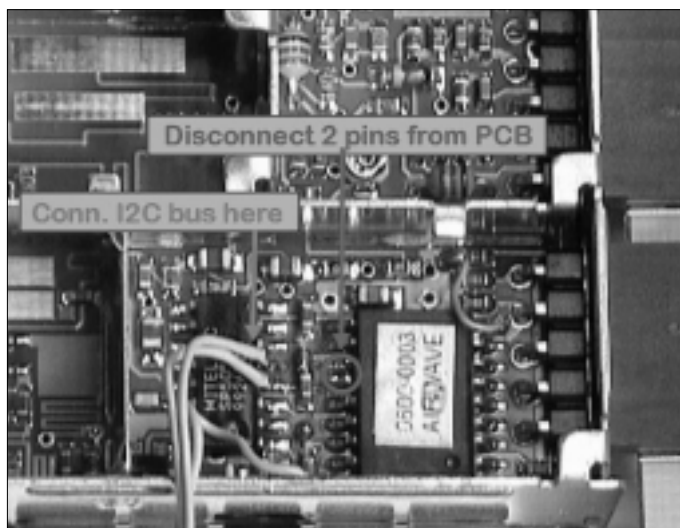
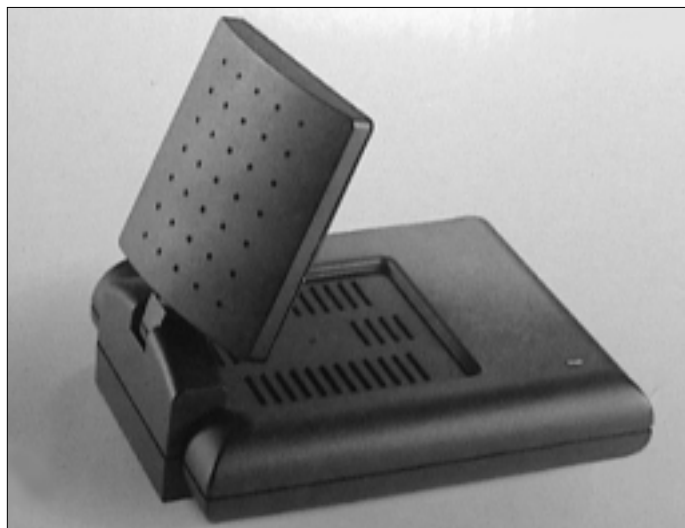


Fig.16-18

zijn voor gebruik in combinatie met multipliers voor 6 en 3 cm, alsmede voor zenders op 23 cm.

Samenvatting

De software voor UNI13P en ATV13P was in ruim twee weken ontwikkeld and enkele dagen na publicatie op Internet bleken zij een regelrechte hit. Beide pakketten zijn te gebruiken met de LPD-boards van Comtech en vergelijkbare boards. Het zendvermogen bedraagt 30..100 mW en is genoeg om versterkers aan te sturen.

Voor de ontvangst kan een compleet gebouwde ontvanger van

Conrad gebruikt worden; weliswaar zijn deze ongevoeliger, maar bieden wel een beter beeld. De UNI13P hardware is verder goed te gebruiken bij zowel andere projecten, zoals de door S52ME in ZRS gepubliceerde multipliers voor 6 en 3 cm, als ook voor mijn andere projecten. Het enige dat daarvoor hoeft te gebeuren is het vervangen van (de software in) de microcontroller.

Internetsite S51KQ:

<http://lea.hamradio.si/~s51kq>

Product nieuws

Product news

Nieuwe 23 cm voorversterker

Kuhne Electronics bracht onlangs een nieuwe voorversterker voor ATV ontvangst op 23 cm op de markt. De MKU 132A2 heeft een hoogdoorlaat filter aan de ingang en een helix filter na de eerste versterkingstrap. Tevens is een notchfilter voor 13 cm aan de ingang opgenomen zodat de versterker ook gebruikt kan worden als tegelijkertijd een hard 13 cm signaal aanwezig is. De voorversterker is uitgevoerd met een N-connector aan de ingang en een F-connector aan de uitgang en kan gevoed worden via de coax-kabel. De MKU132 A2 heeft dankzij een HEMT in de ingangs-

trap een ruisgetal van maximaal 0,7 dB en een versterking van minimaal 35 dB. De adviesprijs bedraagt DM 248.

Info:

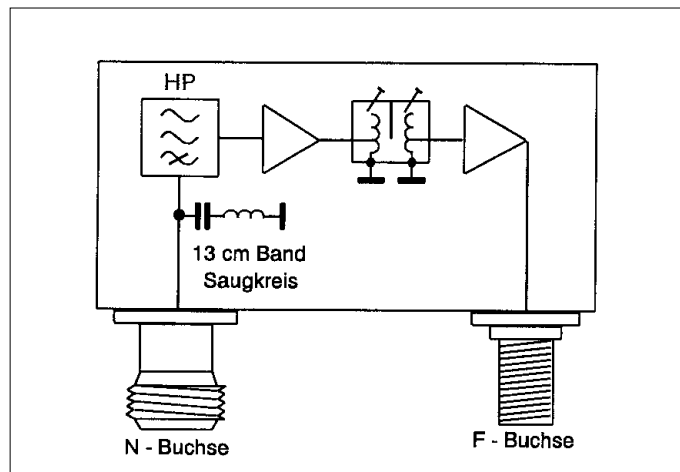
Kuhne Electronic

Birkenweg 15

D-95119 Naila/Holle, Duitsland

tel.00-49-9288-8232, fax 00-49-9288-1768

of op Internet via <http://www.db6nt.com>



FREQUENTIELIJST ATV-REPEATERS: NEDERLAND

23 CM

1280 MHz

PI6ATS	SOEST	JO22PE	5.50 MHz	2374 MHz
PI6DRA	DRACHTEN	JO33BC	6.00 MHz	2387 MHz
PI6EHV	EINDHOVEN	JO21RL	5.50 MHz	434.25/2357/10.400 MHz

1285 MHz

PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	2420/10.200 MHz
PI6ATR	AALTEN	JO32GW	6.00 MHz	1252/2350/10.480 MHz
PI6BOZ	BERGEN OP ZOOM	JO21DL	6.00 MHz	1250/1285 MHz

13 CM

2352 MHz

PI6ALK	HEERHUGOWAARD	JO22KQ	6.552 MHz (NICAM) 7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz 9,50 MHz (MPEG2, SR 2632 Mb/s FEC 7/8)	DIV. OP 23 CM/13 CM/3 CM
PI6HVS	HILVERSUM	JO22OFI	5.50 MHz	1258 MHz
PI6MEP	MEPPEL	JO32CQ	6.50 MHz	1252 MHz

2360 MHz

PI6BRD	BREDA			1280 MHz
---------------	-------	--	--	----------

2387 MHz

PI6ANH	ARNHEM	JO21WX	6.00 MHz	1252/10.400 MHz
PI6KMP	KAMPEN	JO22XN	6.50 MHz	1280 MHz/DIV. OP 3 CM
PI6ZOD	EMMEN	JO32LU	6.50 MHz	1252/10.200/10.400 MHz
PI6VHW	PUTTERSHOEK	JO21GT	?.?? MHz	1252/10.200 MHz

2420 MHz

PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	1285/10.200 MHz
---------------	---------	--------	--	-----------------

2422 MHz

PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200/10.400 MHz
PI6BOZ	BERGEN OP ZOOM	JO21DL	6.00 MHz	1250/10.400 MHz

 CALL
  LOCATIE
  LOCATOR
  AUDIODRAAGGOLVEN
  INGANGSFREQUENTIES

V e r k l a r i n g

13 CM (VERVOLG)**2427 MHz**

PI6NYV	NIJVERDAL	JO32FI	6.00 MHz 7.02 MHz 7.20 MHz	1252/10.200 MHz
---------------	-----------	--------	----------------------------------	-----------------

3 CM**10.200 MHz**

PI6ATR	AALTEN	JO32GW	6.00 MHz	1252/2350/10.480 MHz
PI6KMP	KAMPEN	JO33BC	6.00 MHz	2387 MHz
PI6EHV	EINDHOVEN	JO21RK	5.50 MHz	434.25/1252/10.400 MHz

10.330 MHz

PI6DIG	NEDERH. DEN BERG	JO22MG	7.02 MHz/J17 7.20 MHz/J17 6.552 MHz NICAM	1250/2340/10.180/10.485 MHz
---------------	------------------	--------	---	-----------------------------

10.400 MHz

PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	1285/2420/10.200 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz
PI6HHW	ALKMAAR	JO22IO	7.02 MHz 7.20 MHz	10.175 MHz
PI6ZOD	EMMEN	JO32LU	6.50 MHz	1252/10.200/10.400 MHz

10.425 MHz

PI6ATV	IJSSELSTEIN	JO22MA	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz 7.72 MHz 7.94 MHz 6,552 MHz NICAM	1260/2352/10.160/10.180 / 10.490 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz

10.475 MHz

PI6HDB	HARDENBERG	JO32HN	?.. MHz	1252/2387/2422/10.200 10.250/10.300 MHz
---------------	------------	--------	---------	--

10.460 MHz

PI6YRC	BEVERWIJK	JO22HL	?.. MHz	10.175 MHz
---------------	-----------	--------	---------	------------

10.475 MHz

PI6ATV	IJSSELSTEIN	JO22MA	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz 7.72 MHz 7.94 MHz 6,552 MHz (NICAM)	1260/2352/10.160/10.180 / 10.490 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz

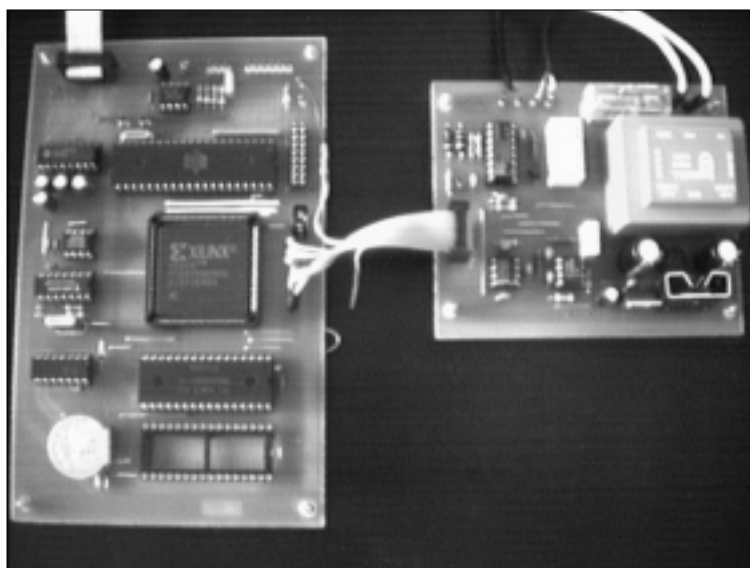
In de volgende Repeater

Teletekst encoder

In het volgende nummer van Repeater zal het ontwerp gepubliceerd worden van een teletekst encoder. In tegenstelling tot vele andere gepubliceerde ontwerpen gaat het hier om een echte beeldlijn inserter.

Het ontwerp is afkomstig van Werner Damman, PE1OBW, die we al eerder tegenkwamen bij het Nicam-project (Repeater 4/98 - 2/99).

Het ontwerp zal wederom een complete bouwbeschrijving bevatten, die voor menigeen de winteravonden zal vullen.



REDACTIE:

HANS BRUIN - EMT, HENK MEDENBLIK - PE1JOK, DAVID ROOSENDAAL - PE1MUD, MARC TESKE - PE1RJU, ROB ULRICH - PE1LBP (HOOFDRED.)

AAN DIT NUMMER HEBBEN VERDER MEEGEWERKT:

MIJO KOVACEVIC - S51KQ, KLAUS KRAMER - DL4KCK, FRITS VAN SCHUBERT, PA3FYS, RENE STEVENS - PE1CMO

ABONNEE-ADMINISTRATIE EN ADVERTENTIE-EXPLOITATIE:

DIANA SCHRAAG, EMAIL DSCHRAAG@CCHMEDIA.NL

REDACTIE-ADRES:

GIBBON 14
1704 WH HEERHUGOWAARD, NEDERLAND
TEL. 072-5720993 (OOK 'S AVONDS)
FAX 072-5720992
EMAIL: REPEATER@CCHMEDIA.NL

REPEATER IS EEN KWARTAALUITGAVE VAN

CCH MEDIA

GIBBON14
1704 WH HEERHUGOWAARD / NEDERLAND

EEN ABONNEMENT OP REPEATER KOST 45 GULDEN PER JAAR (= 4 NUMMERS) VOOR NEDERLAND, 55 GULDEN VOOR DE OVERIGE EUROPESE LANDEN EN 65 GULDEN VOOR LANDEN BUITEN EUROPA. U KUNT EEN ABONNEMENT AFSLUITEN DOOR HET ABONNEMENTSGELD OVER TE MAKEN OP REKENING 5980472 (POSTBANK) TNV CCH MEDIA IN HEERHUGOWAARD OVV 'ABONNEMENT REPEATER'. VERMELD DAARBIJ DUIDELIJK UW NAAM EN ADRES. WIJ ACCEPTEREN OOK VISA!

DE REDACTIE EN UITGEVER ZIJN NIET VERANTWOORDELIJK VOOR SCHADE, VOORTVLOEIENDE UIT DE PRAKTISCHE TOEPASSING VAN IN REPEATER GEPUBLICEEERDE SCHAKELINGEN EN ADVERTENTIES. DE VERANTWOORDELIJKHEID VOOR DE INHOUD VAN DE GEPUBLICEEERDE ARTIKELLEN LIGT BIJ DE AUTEURS CQ ADVERTEERDERS. HET OCTROOI RECHT IS VERDER VAN TOEPASSING OP ALLES WAT IN REPEATER GEPUBLICEEERD WORDT. NIETS UIT DEZE UITGAVE MAG OP ENIGERLEI WIJZE WORDEN GEREPRODUCEERD, OVERGENOMEN OF OP ANDERE WIJZE WORDEN GEBRUIKT OF VASTGELEGD ZONDER VOORAFGAANDE SCHRIFTELIJKE TOESTEMMING VAN DE UITGEVER ÉN AUTEURS. DE ARTIKELLEN IN REPEATER HEBBEN GEENSZINS DE BEDOELING WETSOVERTREDINGEN UIT TE LOKKEN.